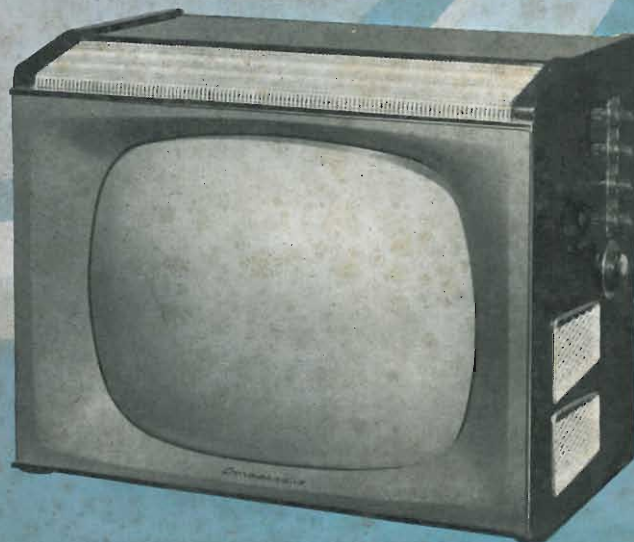
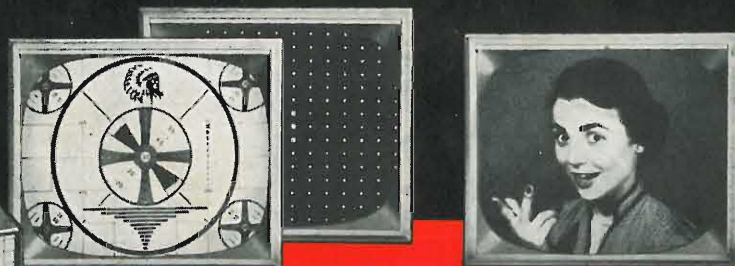
TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXX - Settembre 1958
NUMERO 9
LIRE 350

ALCUNI IMPIEGHI DEL GENERATORE DI MONOSCOPI E DI IMMAGINI MODELLO 1000

La flessibilità di impiego del Generatore di monoscopi ed immagini — Modello 1000 — può essere agevolmente giudicata da questa breve rassegna delle presentazioni principali che questo Generatore può fornire.

- Riproduzione di qualsiasi diapositiva di 75 x 100 m/m.
- Controllo e regolazione della linearità orizzontale e verticale e delle dimensioni del quadro televisivo sia nei ricevitori TV per bianco e nero che per TV a colori.
- Controllo dell'ombreggiatura e del contrasto di tutti i ricevitori TV.
- Controllo della sensibilità a RF e regolazione del Controllo Automatico di guadagno per TV in bianco e nero per TV a colori.
- Generatore di punti bianchi per controllo e la regolazione della convergenza statica dei ricevitori di TV a colori.
- Generatore di linee bianche incrociate per il controllo e la regolazione della convergenza dinamica dei ricevitori TV a colori.
- Controllo della stabilità del sincronismo composto in tutti i tipi di ricevitori TV.
- Generatore di monoscopio dimostrativo per la presentazione delle caratteristiche di qualsiasi tipo di televisore.
- Controllo della larghezza di bande e del potere risolutivo di qualsiasi televisore.
- Di facile trasportabilità, può essere usato dovunque.
- Può servire alla presentazione di merci al pubblico. nei grandi magazzini.
- Può servire quale trasmettitore di sistemi « cercapersone » in assemblee, ospedali, uffici, ecc.
- Controllo degli amplificatori video.
- Modulatore di un trasmettitore esterno per trasmissioni televisive in campo dilettantistico.
- Riproduzioni di diapositive relative a qualsiasi messaggio da trasmettere in luoghi a distanza.
- Controllo delle caratteristiche degli impianti di antenne centralizzate.

CARATTERISTICHE TECNICHE PRINCIPALI

Uscita a RF: variabile con un massimo di 50.000 microvolt su 75 ohm.

Impedenza d'uscita: 75 ohm nominali.

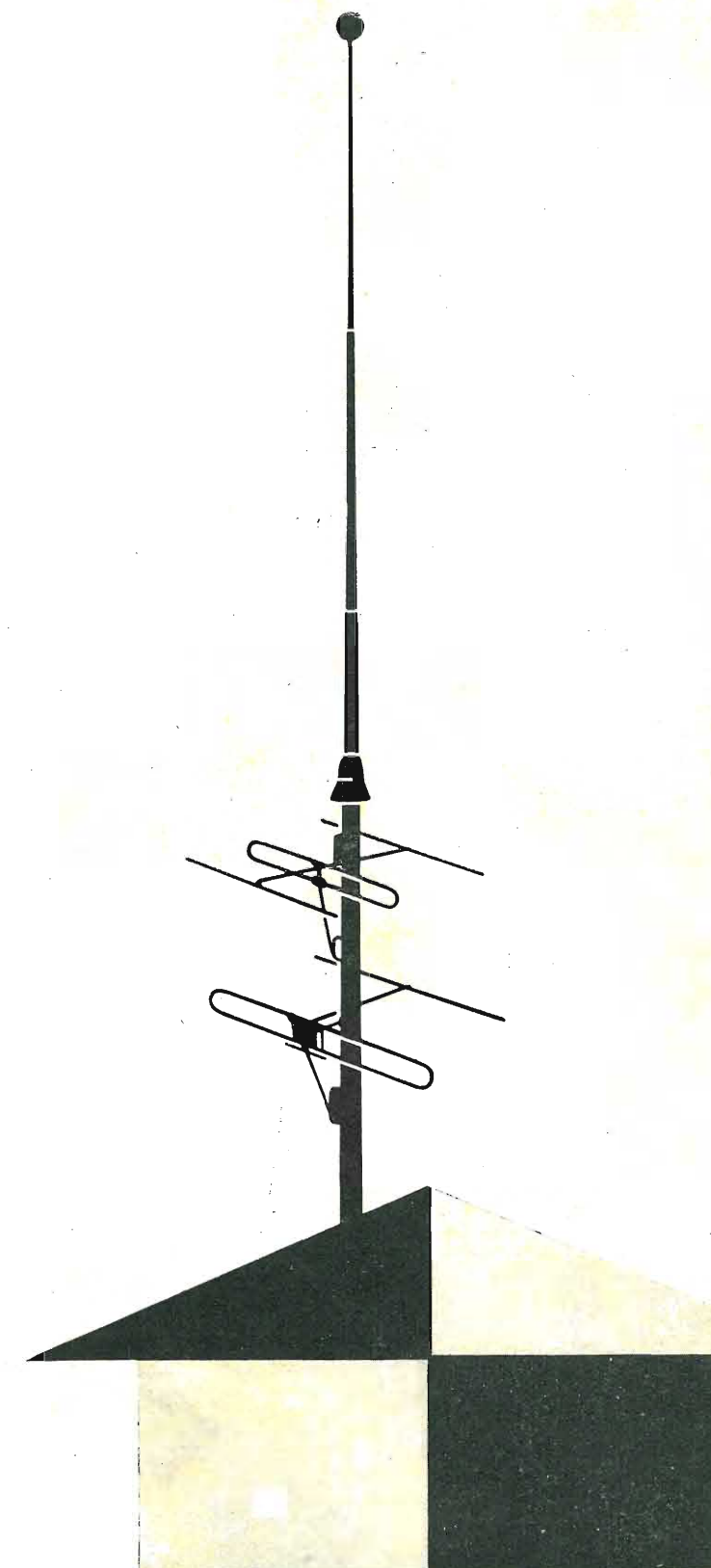
Frequenze portanti: in fondamentale = Canali 2-6; in armonia = Canali 7-13.

Regolazione di Serzivio:
Sbarre orizzontali
Sbarre verticali
Dimensioni dell'orizzontale
Linearità orizzontale
Dimensioni del verticale
Linearità verticale
Guadagno del moltiplicatore

Accessori:
Manuale di istruzioni.
Diapositiva per il monoscopio con testa di indiano.
Diapositiva per monoscopio formato da punti bianchi.
Diapositiva per monoscopio formato da linee bianche incrosiate.
Diapositiva in acetato chiaro.

Distributori per l'Italia:

S. r. l. LARIR MILANO - Piazza Cinque Giornate 1 - telefoni 795.762 - 795.763

Gli impianti d'antenna SIEMENS sono compatibili con qualsiasi variazione del canale di trasmissione e prevedono l'ampliamento per il secondo programma TV (UHF).
Tutti gli impianti SIEMENS sono schermati e quindi assicurano ricezioni esenti dai disturbi locali.

impianti d'antenna SIEMENS

SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI - MILANO
VIA FABIO FILZI, 29 - TELEFONO 69.92

STABILIMENTI IN MILANO: SAN SIRO — MONTEROSA — OCE — ISARIA — LEONARDO

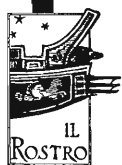
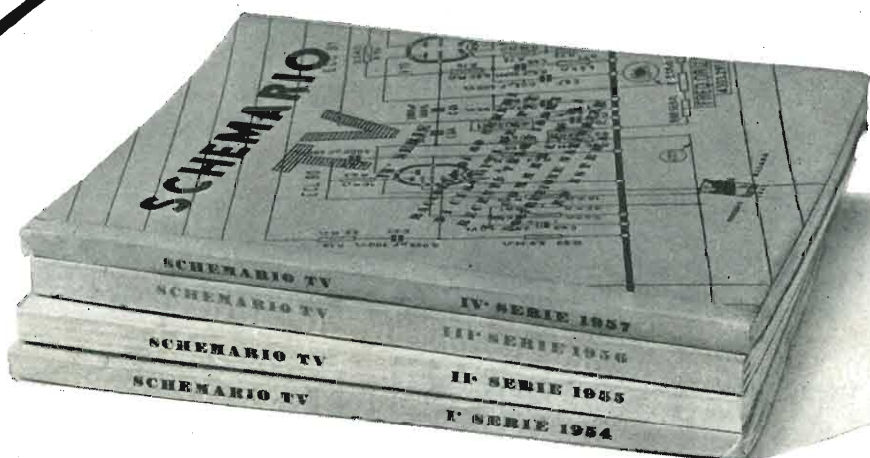
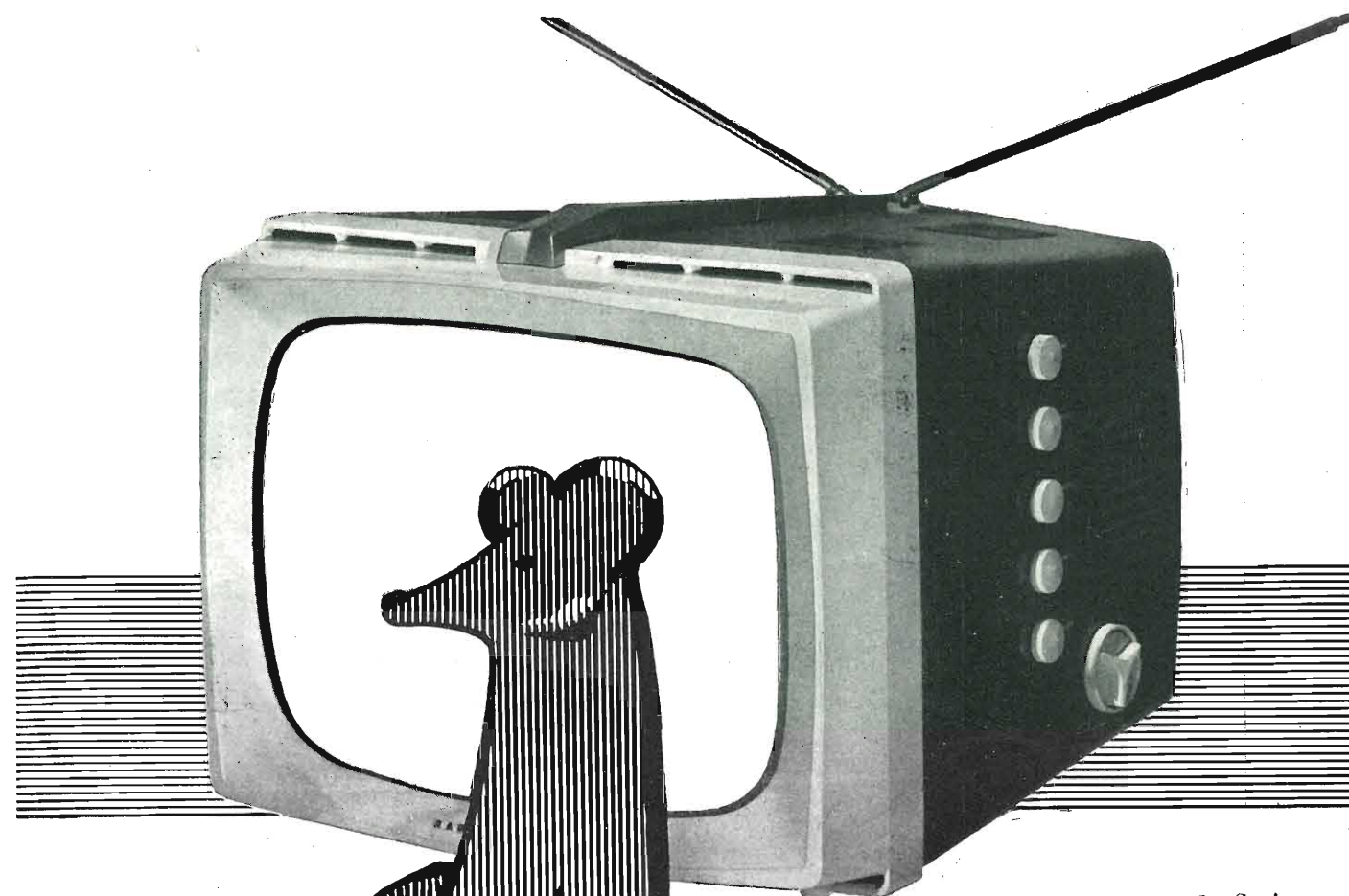
UFFICI REGIONALI

BOLOGNA	CATANIA	FIRENZE	GENOVA	MILANO	NAPOLI	PADOVA	ROMA	TORINO	TRIESTE
V. Riva Reno 65	V. Paisiello 2/5	P. Stazione 1	V. D'Annunzio 1	V. Locatelli 5	V. Medina 40	V. Verdi 6	P. Mignanelli 3	V. S. Teresa 3	V. Trento 15
T. 75.621	T. 16.461	T. 23.761	T. 54.061	T. 66.71.41	T. 32.51.93	T. 38.761	T. 68.77.91	T. 49.072	T. 38.942

RAPPRESENTANZA GENERALE PER L'ITALIA DELLA SIEMENS & HALSKE A. G. BERLIN - MUNCHEN

È uscito il 5° Schemario TV

Formato aperto 43 x 31,5
Costo L. **2500**

Comprende 60 schemi circuitali nuovi, delle più note Case costruttrici italiane ed estere. E' la continuazione di una raccolta che non può mancare ai teleriparatori ed agli studiosi TV.

E' in vendita presso la
Ed. il Rostro - Via Senato, 28 - Milano - Tel. 798.230 - 702.908

SONO USCITI:

GINO NICOLAO

LA TECNICA dell'ALTA FEDELTA'

L'evoluzione della tecnica di riproduzione musicale, con la nascita dei dischi microsolco e delle incisioni speciali d'alta qualità, ha portato il gusto del pubblico a non accontentarsi più della comune voce « radiofonica », ma ad esigere esecuzioni di classe, il più possibile realistiche ed efficaci. E' nata così una tecnica speciale nella Bassa Frequenza, definita « Alta Fedeltà » - Hi Fi. Questo volume è dedicato al tecnico ed all'amatore, che desidera conoscere quanto è necessario per affrontare tecnicamente il campo nuovo della riproduzione ad elevata qualità musicale. La tecnica della registrazione, dal microfono al disco Hi Fi, e quella della riproduzione, dal pick up ai circuiti equalizzatori, preamplificatori, amplificatori di potenza, ed infine la diffusione con sistemi multipli d'altoparlanti, per effetti « 3D » e stereofonici, è trattata ampiamente, con abbondanza di schemi e dati pratici, non disgiunti dalle necessarie trattazioni teoriche. Un panorama di schemi dei più importanti apparecchi Hi Fi del mondo, l'analisi delle due correnti, Americana e Germanica, lo studio dei circuiti dovuti ai più grandi nomi della tecnica di BF, Williamson, Leack, e molti altri, fanno inoltre del libro un manuale assai comodo anche per il tecnico più evoluto ed il radioriparatore. In esso sono riportati inoltre nuovissimi schemi a transistori, e le caratteristiche — in appendice — delle più diffuse valvole per Hi Fi.
Volume di pagg. VIII - 344 - formato 15,5 x 21,5 con 226 illustrazioni - copertina a colori.

L. 3.300

N. CALLEGARI

Radiotecnica per il laboratorio

Questa opera, che esce nella sua seconda edizione, riveduta ed ampliata, è fra le fondamentali della letteratura radiotecnica italiana.
La materia in essa trattata è sempre attuale in quantochè riguarda le nozioni teoriche e pratiche relative al funzionamento ed alla realizzazione degli organi essenziali dei circuiti radioelettrici.

La modulazione di frequenza, la televisione e le molteplici applicazioni moderne della radiotecnica, non appaiono necessariamente in questo volume, ma in esso troviamo tutti gli elementi utili alla progettazione ed al calcolo delle parti per esse essenziali.
Caratteristica precipua dell'opera è la costante connessione logica nella trattazione degli argomenti, sia nel loro aspetto teorico che in quello pratico, che le conferisce un notevole valore propedeutico.

Lo sviluppo dell'indirizzo pratico, i numerosi abaci e nomogrammi, la completezza delle formule, fanno di questo volume un prezioso alleato del radiotecnico progettista a cui esso è dedicato.

Volume di pagg. VIII - 368 - formato 15,5 x 21,5 con 198 illustrazioni e 21 abaci - copertina a colori.
L. 3.000

Editrice
IL ROSTRO - Milano

Una nuovissima realizzazione!

TAVOLINO FONOGRAFICO

MOD. 700 (Brevettato)

Il tavolino fonografico Supravox Mod. 700 costituisce una importante innovazione nel campo dei riproduttori fonografici. Esso si presenta come un pregevole e robusto mobiletto ricoperto in tessuto Vinilpelle, con finiture di gran lusso e munito di eleganti gambe di sostegno in Plexiglas.

Alzando il coperchio si solleva automaticamente il pannello interno ricoperto in tessuto nylon, e sul quale sono montati il complesso Garrard a 4 velocità ed il pannello comando dell'amplificatore.

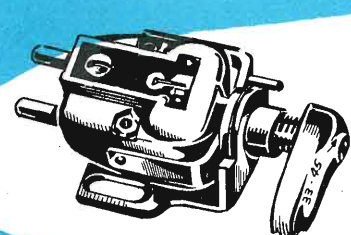
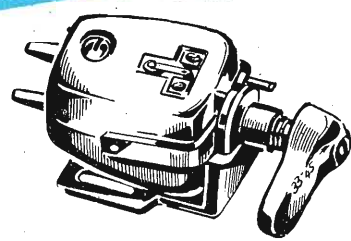
Nell'interno dell'apparecchio vi è l'amplificatore di ottima fedeltà a 3 valvole e l'altoparlante di grande diametro, che è rivolto verso l'alto. Il coperchio del tavolino agisce così da riflettore dei toni alti e conferisce alla riproduzione, di eccellente qualità, uno spiccato effetto spaziale.

CARATTERISTICHE
— Alimentazione universale.
— Amplificatore da 3 watt di uscita, con regolazione del volume, toni alti e bassi.
— Gamma di risposta: da 40 a 14000 periodi.
— Presa ausiliaria che permette l'audizione dei nuovi nastri stereofonici (in congiunzione con apposito registratore).
— Le gambe svitabili e le ridotte dimensioni del cofanetto (61 x 35 x 10 cm.), rendono il tavolino facilmente trasportabile.

munito del famoso complesso

a quattro velocità

CARTUCCE A RILUTTANZA VARIABILE

THE GOLDRING MFG. CO.
(GREAT BRITAIN) LTD.

CARATT. TECNICHE	Mod. n.° 500	Mod. n.° 600
Punta zaffiro p. 78 giri (verde)	0,0025 poll. rad.	0,0025 poll. rad.
Punta zaffiro o diam.° p. micros.° (rossa)	0,00 poll. rad	0,00 poll. rad.
Pressione normale	7 grammi	7 grammi
Massa effett. alla punta	3,5 mmgr.	2 mmgr.
Uscita media	3/2 mV p. cm/sec.	3/2 mV p. cm/sec.
Resistenza alla c.c.	1 Kohm	1 Kohm
Impedenza	3800 Ohm	5400 Ohm
Risposta	sostanzialmente lineare fra 20 e 20.000 Hz.	lineare tra 20 e 21.000 Hz. ±.2 dB

IL PARERE DI ESPERTI DI RINOMANZA MONDIALE:
HILARY DUNN su "RECORD REVIEW" scrive sulla cartuccia n° 500:
"LA MIGLIORE CARTUCCIA SUL MERCATO A PREZZO ACCESSIBILE"
P. WILSON su "THE GRAMMOPHONE" definisce la cartuccia n° 600:
"UNO STRUMENTO DI PRECISIONE E SENSIBILITA' SCIENTIFICA... COME NESSUN ALTRO COSI' VICINO ALLA PERFEZIONE..."

ANDEL

Mod. T.R.1 PER DISCHI FINO A 12"

BRACCI PROFESSIONALI

Mod. T.R.2 PER DISCHI FINO A 16"

CARATTERISTICHE TECNICHE

- Costruiti sul principio del bilanciamento contrappeso, senza l'uso di molle, con tutti i movimenti montati su sfere, consentono una perfetta riproduzione anche con dischi eccentrici o contorti.
- La pressione della punta, indicata in grammi su scala calibrata, è regolabile rapidamente ed esattamente per mezzo di un peso scorrevole

DIMENSIONI

	MOD. TR. 1	MOD. TR. 2
Lunghezza max del braccio	mm. 292	mm. 393,5
Lunghezza di fissaggio (dal perno del piatto girevole al centro del piedestallo)	mm. 222	mm. 317,5
Altezza max dal piano del motore	mm. 89	mm. 89
Lunghezza dal centro del piedestallo alla puntina	mm. 233	mm. 328,5
Elevazione angolare	gradi 19,5	gradi 16,5
Arco di spostamento lineare	mm. 82,5	mm. 96,5

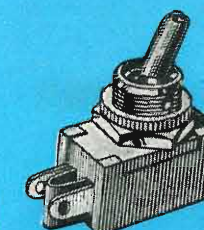
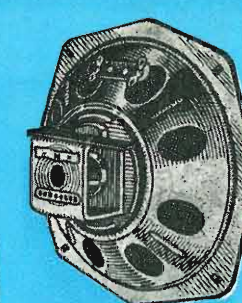
ACCESSORI

MOD. STB. 1
BILANC. CALIB. PER PICK-UP

MOD. CP. 3
SPAZZOLINO PER DISCHI E PUNTINE

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI - GENOVA

VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31 - TEL. 83465 - TELEG. PASIROSSI
MILANO: VIA ANTONIO DA RECANATE, 4 TEL. 278855

Per i costruttori
Per i radioriparatori
Per gli amatori
Per i rivenditori
e per tutti i tecnici

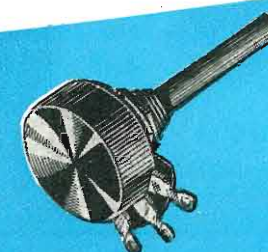
MELCHIONI s. p. A.

dispone
di un vastissimo assortimento di parti staccate, valvole, cinescopi, strumenti di misura, registratori, amplificatori, minuterie ecc.

Nel grande Magazzeno di MILANO
VIA FRIULI 16/18 - Telefono 58 58 93

la più grande ed aggiornata scelta di tutti i componenti elettronici

Vendita anche per corrispondenza su ordinazioni con Catalogo.

Richiedete a mezzo dell'unito modulo il CATALOGO GENERALE e Listini che vi saranno inviati **gratuitamente**

Spett. Ditta MELCHIONI — **ATV**
Via Friuli 16/18 - MILANO

Vi prego volermi inviare il Vs/ Catalogo Generale illustrante i Vs/ prodotti.

COGNOME .... NOME ....

VIA .... N. ...... CITTÀ ....

ZEUS RADIO-TELEVISIONE

"...è una produzione del progresso"

DISTRIBUTORI

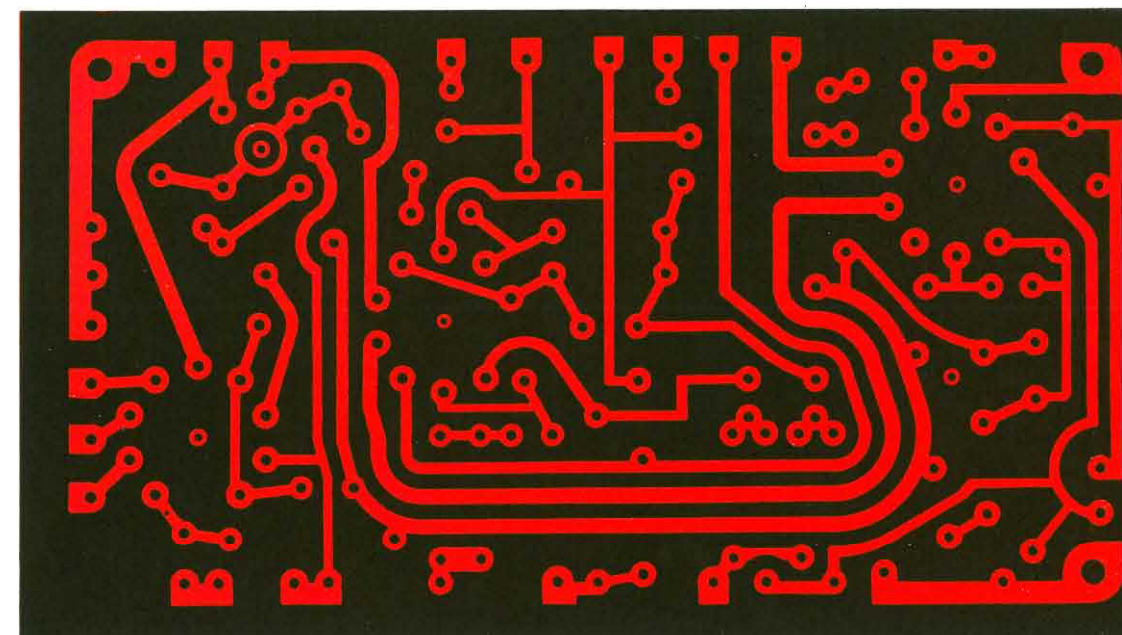
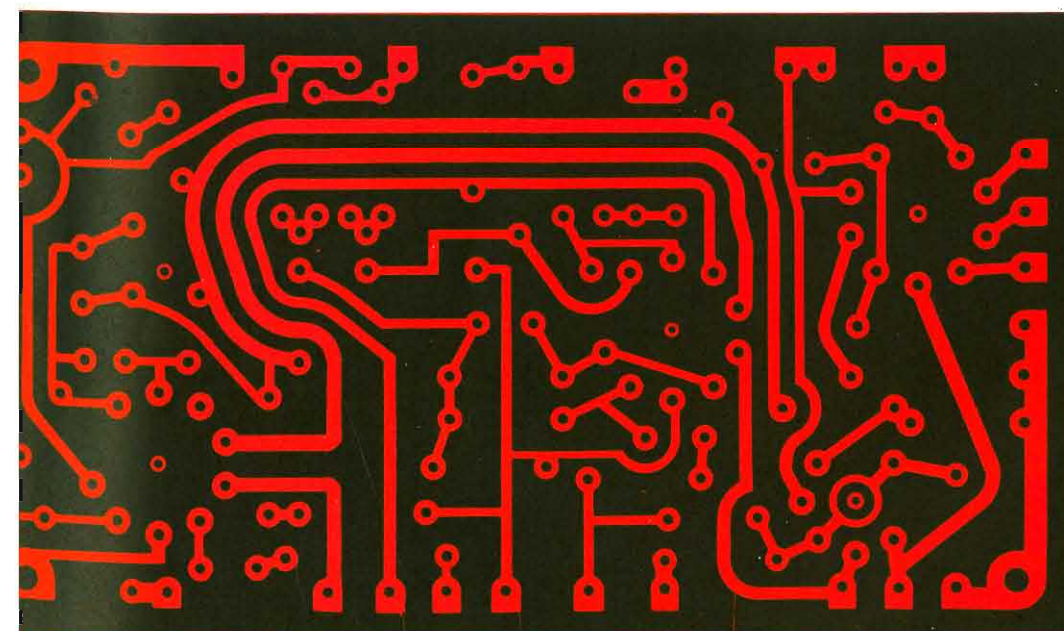
MILANO

VIA LAZZARETTO, 17 - 14

TEL. 664.147 - 652 097

LAPLAS Laminati Plastici S.p.A.

Sezione Laminati Industriali

LAPLAS risponde alle più esigenti prescrizioni in tutte le applicazioni industriali ed elettrotecniche

stratificato plastico per tutta l'industria elettrotecnica

telefonia
radio
televisione
elettronica
radar

interpellateci:
il nostro ufficio tecnico è a vostra disposizione

Milano, via Meravigli 12, tel. 808.223, 808.542/3/4/5

CARATTERISTICHE	Mod. P. 5200	Mod. P. 3064	Mod. UL2	Mod. CFB
COSTRUZIONE E FINITURA	Schermatura normale	Tipo C-CORE - Grani orientati	Grani orientati - Completamente schermato.	Grani orientati - Completamente schermato.
CARICO ANODO - ANODO 4 tipi diversi c.s.:	K.ohm 9-12; 7-9; 5-7; 3-5	K.ohm 10-12; 6,6-9; 4-5; 2-3	K.ohm 10-12; 6,6-9; 4-5; 2-3	K.ohm 10-12; 6,6-9; 4-5; 2-3
POTENZA	20 W a 30 Hz distorsione minore dell'1%	20 W c. dist min. dell'1%	50 W a 60 Hz o 14 W a 30 Hz dist. min. del 0,5%	60 W da 30 Hz a 30 KHz dist. min dell'1% senza controreazione negativa.
CARICO SECONDARIO	4 sezioni p. impedenze di 0,95; 3,8; 8,5; e 15 ohm	4 sezioni p. impedenze di 0,95; 3,8; 8,5 e 15 ohm	4 sezioni p. impedenze di 0,95; 3,8; 8,5; e 15 ohm	8 sez. da connett. in varie combinaz. per imped. di 0,95 - 3,8 - 8,5 - 15,2 - 23,8 - 34,2 - 44,7 - 60,9 ohm.
RISPOSTA DI FREQUENZA	piatta ± ½ dB da 20Hz a 30 Khz	piatta ± ½ dB da 30 Hz a 30 Khz	piatta ± ½ dB da 30 Hz a 30 Khz	piatta ± ½ dB da 10 Hz e 30 Khz
DIMENSIONI	cm. 8 x 8,5 x 10,5	cm. 7 x 7 x 8	cm. 8,5 x 8 x 9	cm. 14 x 12,5 x 12
PESO	Kg. 3 circa	Kg. 1 circa	Kg. 1,5 circa	Kg. 5 circa

NOTA. - I mod. P. 3064 e CFB, se forniti con prese al 43% del primario per il funzionamento in circuito ultralineare, vengono denominati risp. mod. **T/P.3064** e **T/CFB.** I mod. P 5200 e UL2 sono esclusivamente costruiti per funzionamento in circ. ultralineare: il primo con prese al 43% per i tipi da 9-12 e 7-9 Kohm e al 20% per i tipi da 5-7 e 3-5 Kohm: il secondo con prese al 43% per tutte le impedenze previste.

A richiesta si forniscono schemi per la costruzione di amplificatori e preamplificatori Hi.Fi particolarmente studiati per l'impiego dei trasformatori d'uscita « PARTRIDGE » in circuito ultralineare.

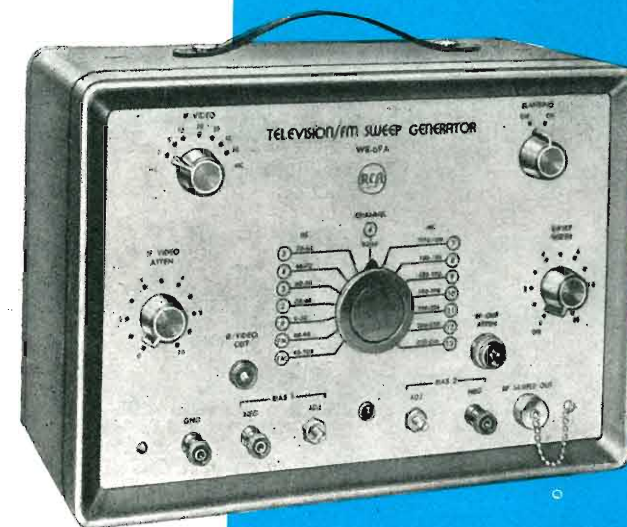
DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA: PASINI & ROSSI
GENOVA - VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31
TELEF. 83465 - TELEGR. PASIROSSI
MILANO - VIA A. DA RECANATE, 4 TEL. 278855

STRUMENTI DI MISURA R.C.A.

per i laboratori RADIO - TV

Il costo del laboratorio di riparazione è un grave carico per chi vende... ma l'impiego di strumenti ben studiati consente di trovare i guasti e di controllare le tarature senza perdite di tempo.
Il laboratorio di riparazioni, in questo modo, cessa di essere una spesa e diviene una fonte di profitti.

OSCILLOGRAFO 5" TIPO W091A

— Ad alta sensibilità, per misurare senza caricare i circuiti.
— A banda passante molto ampia, per consentire la osservazione diretta anche della eventuale sottoportante di colore.
— A modulazione di luminosità, per uso con qualsiasi metodo di marcatura.

GENERATORE SWEEP TIPO VR69A

— Tensione di uscita massima di 100 mV, con attenuatore di uscita ad alta efficienza, per la prova sicura di amplificatori poco o molto sensibili.
— Segnale piatto su ogni canale, generato direttamente, quindi senza uscite spurie sui canali a frequenza più alta.
— Per l'analisi dei circuiti a radiofrequenza di Televisione e di radiodiffusione F.M. e a videofrequenza.

GENERATORE MARKER TIPO WR99A

— Campo di frequenza continua da 19 a 55 MHz, e da 55 a 260 MHz.
— Oscillatore a cristallo a 5,5 MHz con uscita diretta (modulata in ampiezza).
— Punti di taratura a cristallo ad intervalli di 1 MHz e 10 MHz su tutta la gamma.
— Modulazione interna a 5,5 MHz per l'osservazione diretta con due marker del « passo » della curva di risposta.
— Modulazione interna con un segnale video esterno.

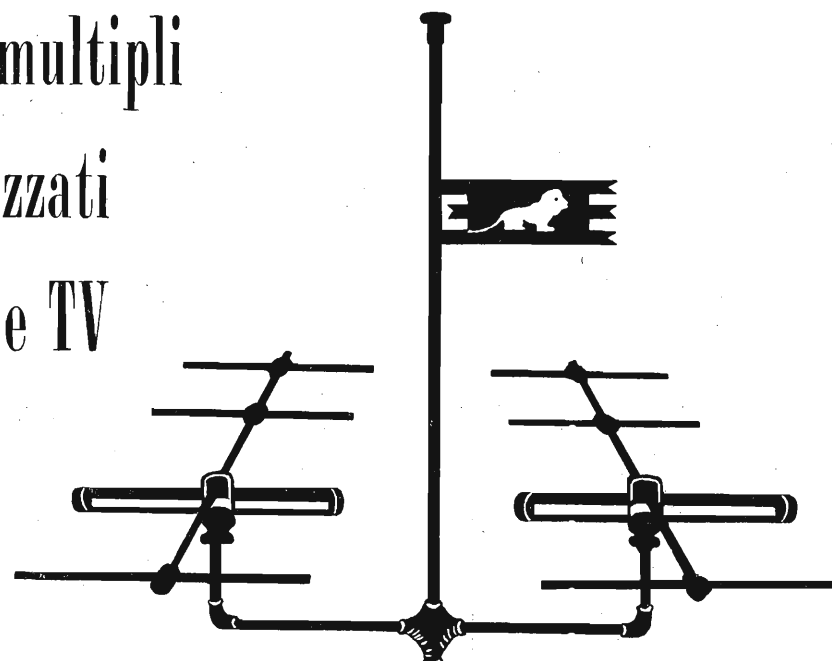
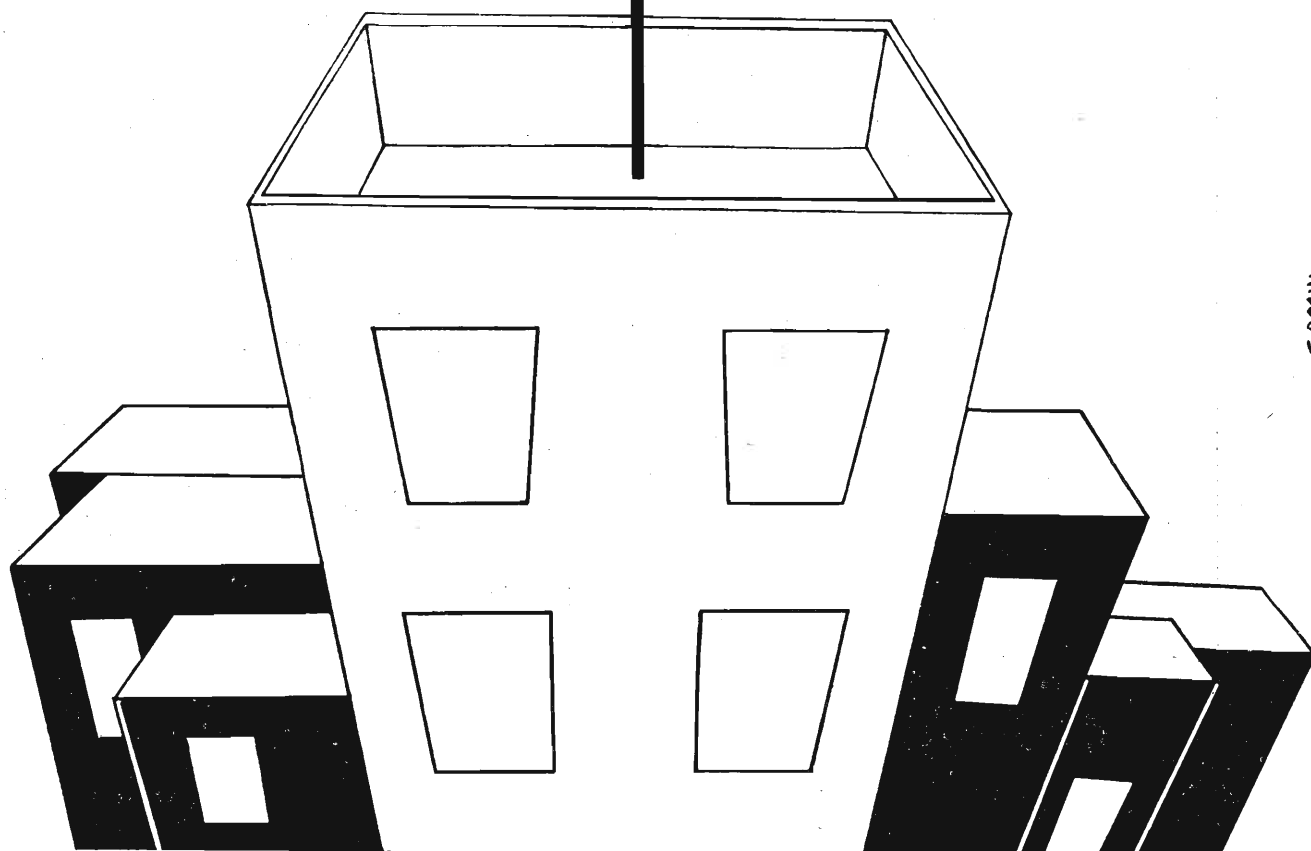
L'elettronica, col suo veloce progresso fa invecchiare rapidamente le attrezzature.
Nell'acquistare strumenti di misura occorre avere l'occhio al futuro.
Chi più spende meno spende.

RADIO CORPORATION OF AMERICA
Test Equipment Division

SILVERSTAR Ltd. - MILANO - Via Visconti di Modrone, 21
ROMA - Via F. Denza, 9

LIONELLO NAPOLI - MILANO

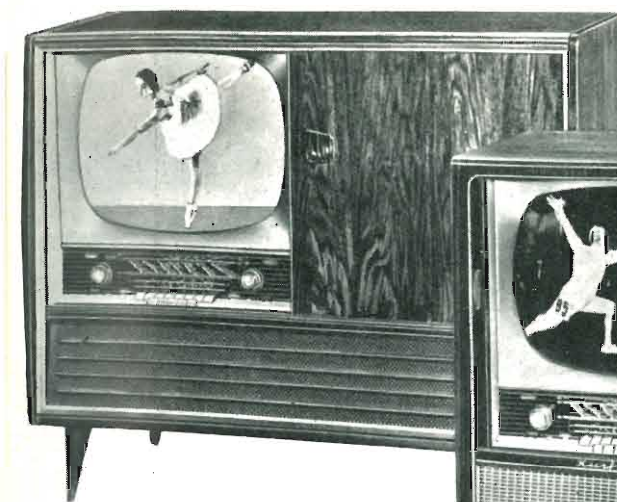
UFFICI VIALE UMBRIA, 80 TELEFONO 573 049 - OFFICINA VIA BOVISASCA, 195 - 75 TELEFONO 970.303

impianti multipli e centralizzati di antenne TV

TUTTI GLI ACCESSORI
PER IMPIANTI TV

SACCHI

Un perfetto assieme

Televisore + radio = 1 solo apparecchio

in spazio minimo e in mobili di lusso, realizzati secondo la più progredita tecnica elettronica.

Quanto attendete da tempo!

MAHARANI - 21" con stereo

KURFÜRST - 21"

LANDGRAF - 17"

Tutti con sintonia ottica per video e per audio

ALTA CLASSE A PREZZI RIBASSATI

Provate questi apparecchi anche nelle più difficili condizioni di ricezione.

MANDARIN

MARKGRAF

FÄHNRICH

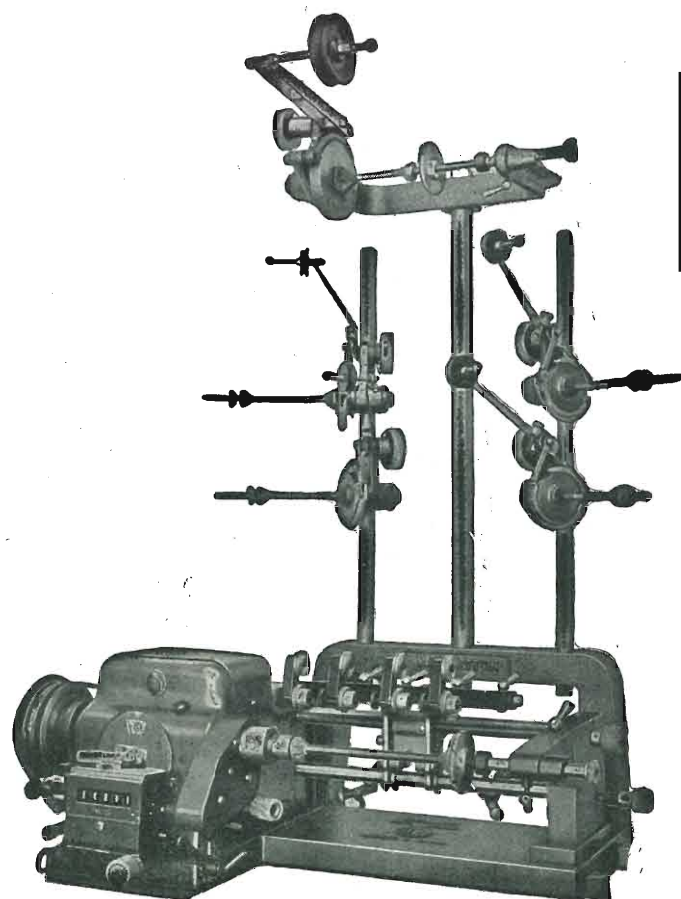
Mobile di elegante linea moderna, raccorciati per 110°

È sufficiente la pressione di un solo tasto!

Tutti gli altri comandi superflui!

CONCESSIONARI

BARI - CORAZZA - Via Vittorio Emanuele, 167 — BOLZANO - INT. RADIO SERVICE - P.za D. Vittoria, 15 — FIRENZE - CIATTI - Via Lunga, 133 — GENOVA - GRAETZ - Via Ippolito d'Este, 1/2 — MESSINA - ARTES - Via S. Marta Is. 156 N. 23 c — MILANO - TELERADIO GENERAL Co. - Via Lusardi, 8 — NAPOLI - ARDEN - Via Seggio Del Popolo, 14/18 — PADOVA - Ing. BALLARIN - Via Mantegna, 2 — ROMA - TELERADIO - P.za S. Donà di Piave, 16/19 — TORINO - GRAETZ - Via Cesare Battisti, 3.

— ANCHE TUTTI I RADIOFONO "GRAETZ„ SONO DOTATI DI RIPRODUZIONE "STEREO„! —

MARSILLI & CO.

s. p. a.

Le macchine più moderne per qualsiasi tipo di avvolgimento

Produzione di 20 modelli diversi di macchine con esportazione in tutto il mondo

MARSILLI & CO.

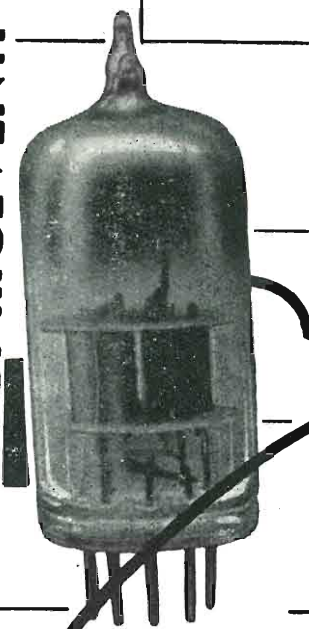
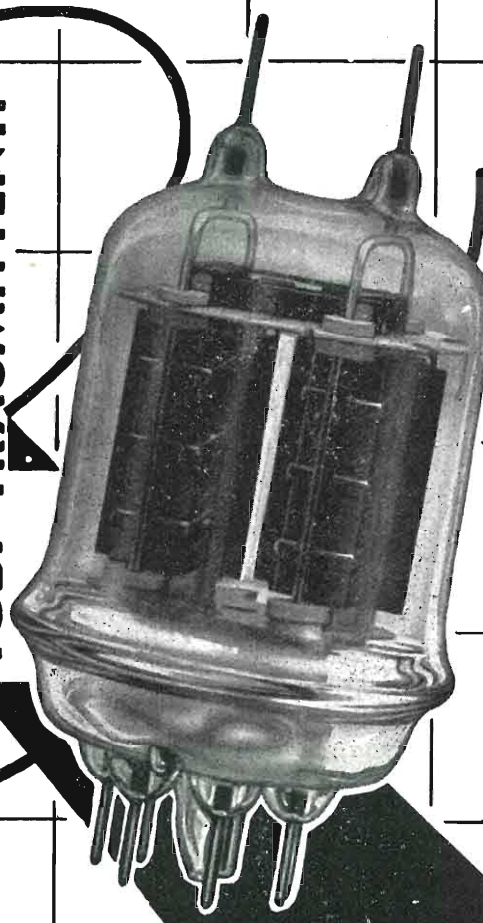
TORINO - Via Rubiana, 11 - Tel. 73.827

• •

Visitateci al Salone Internazionale della Tecnica

27-9 - 7-10 - 58 - Torino - 2 Padiglione, Posteggio 194

ELETTRONICA D'AVANGUARDIA

TUBI RICEVENTI

TUBI TRASMITTENTI

MARCONI ITALIANA

VIA CORSICA, 21 - GENOVA

AGENZIE DI VENDITA NELLE PRINCIPALI CITTÀ D'ITALIA

OSCILLOSCOPIO a Larga Banda Mod. 106

Le dimensioni del nuovissimo tubo R. C. DG7/5 hanno permesso la costruzione di questo strumento, per il peso e le dimensioni realmente portatile. - La moderna concezione del tubo DG7/5 consente a tutte le caratteristiche di uno strumento di analisi; il circuito è sviluppato per le più vaste esigenze di linearità, sensibilità, larghezza di banda passante.

GRID - DIP - METER Dod. 101

E' uno strumento fondamentale, paragonabile per l'importanza delle sue prestazioni a quelle del normale «tester». In molti casi l'uso del GRID - DIP - METER è l'unico mezzo per la razionale e rapida ricerca del guasto, e sempre il suo ausilio è prezioso per il giusto orientamento dell'operatore.

OSCILLOSCOPIO a Larga Banda Mod. 105

L'Oscilloscopio a Larga Banda Mod. 105 è il risultato di un lungo e metodico lavoro sperimentale teso alla realizzazione di uno strumento di analisi, di facile uso, prezzo modico, alta funzionalità. Gli amplificatori verticale e orizzontale, a stadi controfase con entrata compensata, assicurano linearità, integrità alla banda passante. Il tubo R. C. impiegato, di tipo nuovissimo, con elettrodo di post-accelerazione, consente una traccia di eccezionale finezza e luminosità.

GENERATORE SVEEP-MARKER Mod. 104

E' uno strumento studiato e realizzato per il servizio TV a domicilio. Le sue prestazioni coprono largamente le esigenze della normale periodica revisione del televisore; le sue dimensioni ridottissime e la solidità della costruzione rendono agevole e sicuro il trasporto.

GENERATORE SWEEP-MARKER Mod. 103

«E' una realizzazione compatta ad alto livello funzionale, con ampie prestazioni, sicuri controlli, vasta flessibilità d'impiego. Il Generatore Sweep, in due gamme, raggiunge senza difficoltà la profondità di modulazione di 20 mhz.
Marker in 6 gamme da 4-220 Mhz in fondamentale. Ogni sede di ogni strumento tarato punto per punto. Calibrazione del Marker con il segnale campione a 5,5 Mhz del Marker fisso controllato a cristallo di quarzo. Cancellazione e regolazione di fase del Blamking. Regolazione della fase del segnale per l'asse tempi dell'oscilloscopio».

GENERATORE DI SEGNALI FM Mod. 107

E' superfluo soffermarsi sulla importanza oggi assunta dalla trasmissione radio a modulazione di frequenza. - Il procedimento di taratura visuale panoramica della curva di risposta, oltre alla più alta velocità di lavoro, è l'unico che consente di effettuare l'allineamento con facilità e sicurezza. L'allineamento perfetto del discriminatore è possibile solo osservando il suo funzionamento dinamico, in modo cioè che tutti i valori di tensione si susseguono a coppie eguali per ogni deviazione in più e in meno dal punto centrale.

IARE - TORINO - Via Madama Cristina, 95 - Tel. 682.935

IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE

XXIV MOSTRA DI MILANO - STAND N. 105

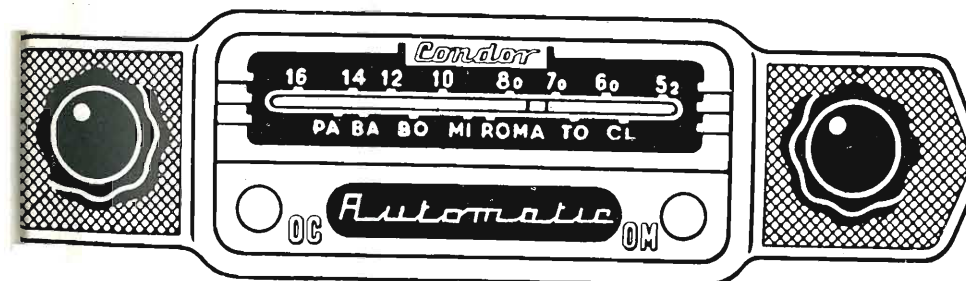
Condor

Automatic

l'autoradio a transistors che

cerca

sceglie

sintonizza

le stazioni radio **da solo**

4 transistors
4 valvole
2 diodi

modelli per tutti i tipi di vetture italiane

ING. G. GALLO S. P. A. ELETTROMECCANICA Condor

MILANO
VIA U. BASSI, 23/A • TEL. 600.628 - 694.267

SIMPSON

STRUMENTI CHE MANTENGONO LA TARATURA

ECCO IL NUOVO 260!

Con molte caratteristiche nuove che lo migliorano e lo rendono più utile di prima

NUOVE CARATTERISTICHE

Commutatore per l'inversione delle polarità: rende le misure in c.c. più semplici e veloci .... nessuna inversione dei cordoni.

Nuove portate: 50 Microampere-250 Millivolt: rendono possibili misure più sensibili.... campo di misura delle correnti esteso in sei facili portate.

Scale in due colori (Nero e Rosso): per letture rapide e minore facilità di errori.

Circuiti meno caricati: la sensibilità delle portate di tensione in c.a. elevata a 5.000 ohm-per-volt.

Portate in DBM di uso frequente: —20 DBM a +50 DBM, 1 milliwatt in 600 ohm.

Aumentato il campo di frequenza nelle misure in c.a.: 5 a 500.000 p/s.

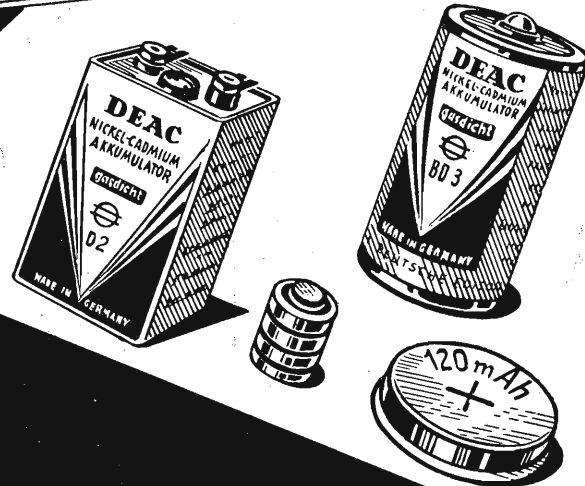
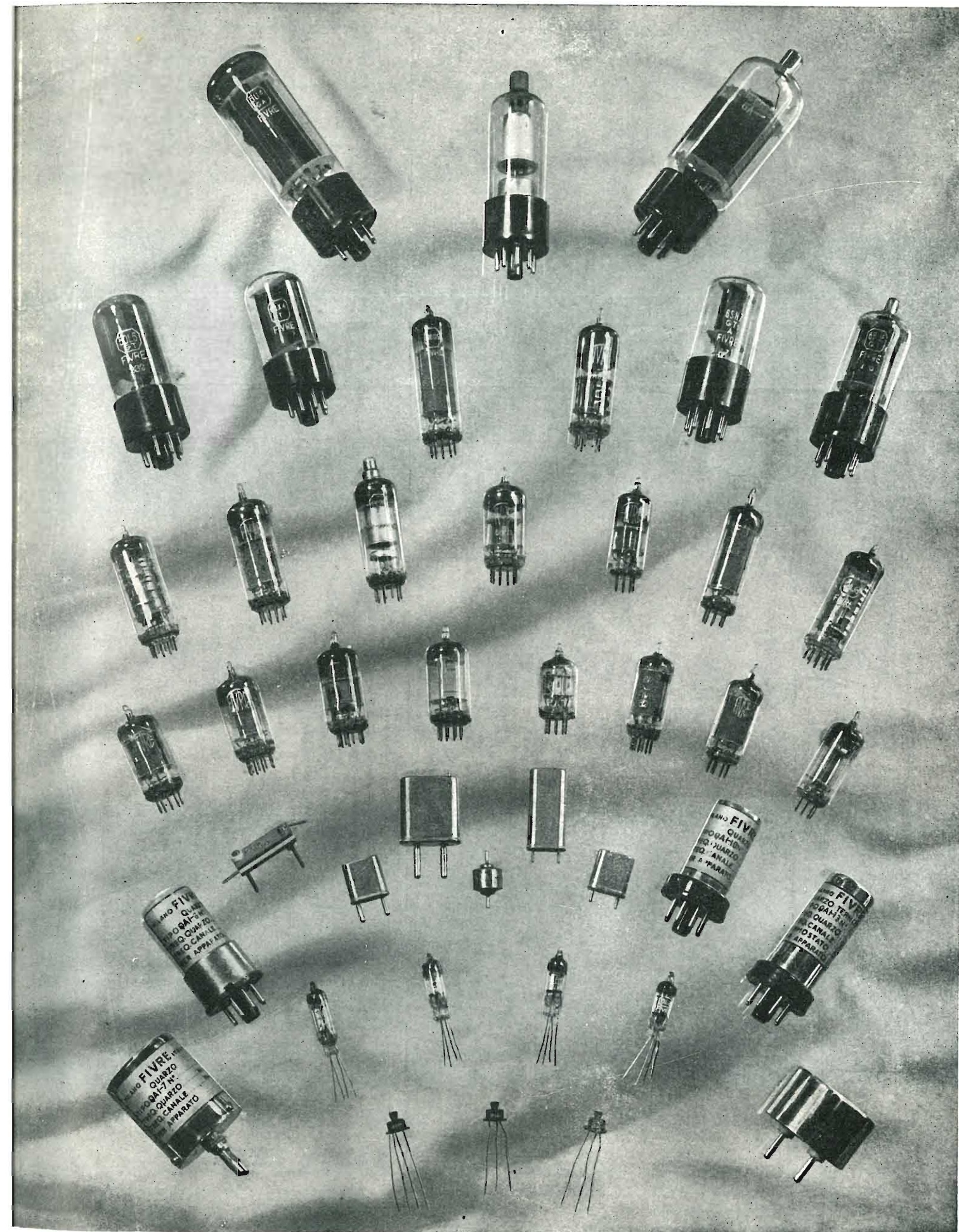
Raddrizzatore a doppia semionda: fornisce misure di tensione in c.a. più precise.

Robusto circuito stampato.

PORTATE:

Volt. c.c. (20.000 ohm/V.): 250 mV., 2,5-10-50-250-1000-5000 V.
Volt c.a. (5.000 ohm/V.): 2,5-10-50-250-1000 - 5000 V.
Volt c.a. (con un condensatore interno in serie da 0,1 μf): 2,5-10-50-250 V.
Decibels: da —20 a +50 db. in 4 portate.
Ohm: 0-2.000 ohm, 0-200.000 ohm; 0-20 megaohm.
Microampere c.c.: 50 - **Milliampere** c.c.: 1-10-100-500 - **Ampere c.c.:** 10.

IL TESTER PIÙ VENDUTO NEL MONDO (SINO AD OGGI 3/4 DI MILIONE DI ESEMPLARI)

Agente Esclusivo per l'Italia: **Dott. Ing. MARIO VIANELLO** - Via L. Anelli, 13 - **Milano** - Tel. 553.081 - 553.811

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

MILANO - VIA GUASTALLA, 2 - TEL. 700.335 - 700.535

ole termojoniche riceventi per radio e televisione - Valvole subminiatura ed altri tipi speciali - Valvole trasmittenti di ogni tipo e potenza - Tubi a onde progressive - Triodi
yratrons per applicazioni industriali - Triodi per marconiterapia - Valvole con filamento a tungsteno toriato per apparati elettromedicali - Tubi e valvole per raggi «X» -

RAI - Radio Televisione Italiana

UFFICIO STAMPA

Entro breve tempo la RAI - Radiotelevisione Italiana darà inizio ad un nuovo servizio: la Filodiffusione. Questo nuovo sistema utilizza i "fili"; cioè i cavi del telefono. Opportunamente collegato ad un apparecchio telefonico mediante un semplice dispositivo, l'apparecchio radio, tramite l'adattore-ricevitore per filodiffusione (nella foto a destra dell'apparecchio telefonico, sarà in grado di far ascoltare non solo i programmi normali in maniera perfetta, ma anche altri 3 nuovi che il normale apparecchio ad antenna non può ricevere. La Filodiffusione utilizza frequenze di onda diverse da quelle necessarie per le conversazioni telefoniche. Quindi l'uso del telefono resta assolutamente libero e indisturbato. Il servizio della Filodiffusione sarà effettuato, in un primo tempo, nelle città di Torino, Milano, Roma e Napoli. Sarà esteso in seguito a tutto il territorio nazionale.

LE EMISSIONI TELEVISIVE SULLE U.H.F. E L'INDUSTRIA ITALIANA

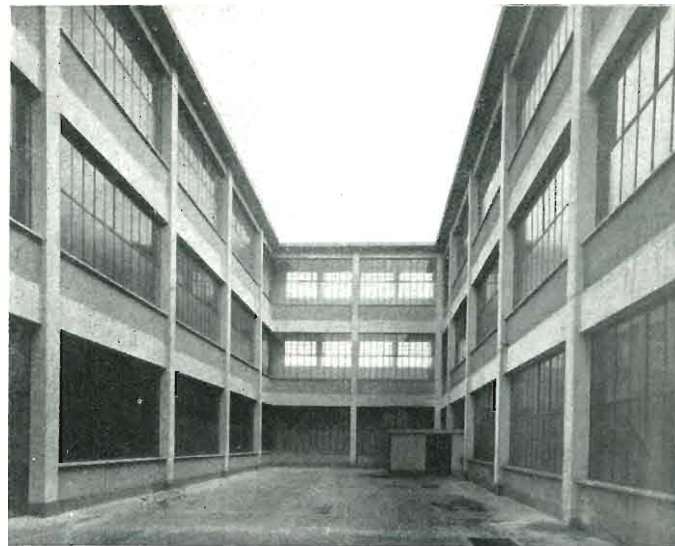
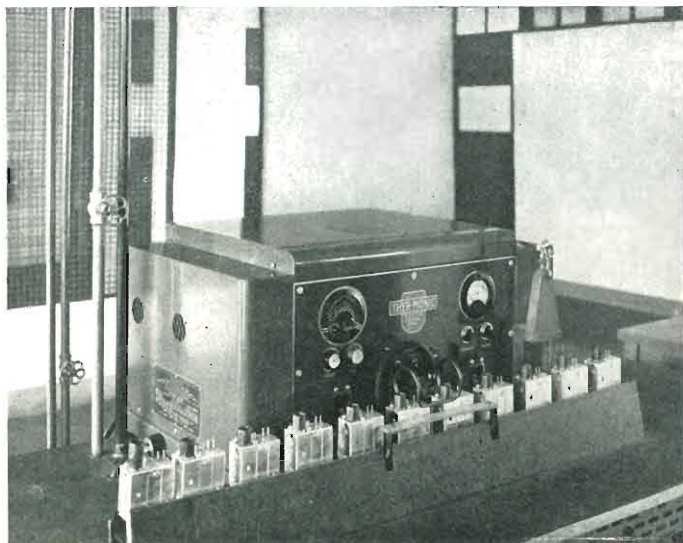
L'attuale banda di frequenze V.H.F. utilizzata per le emissioni TV della RAI si è dimostrata insufficiente a contenere tutte le numerose emittenti ed in particolar modo i « ripetitori » che vanno sorgendo come funghi in ogni regione d'Italia, con pericolo di interferenze reciproche.

Si tenga persente a questo proposito che l'allocazione di un certo numero di canali TV in una determinata banda di frequenze, è ben più difficile e critico dell'allocazione di emittenti radiofoniche a causa della larghezza (7 MHz in Italia) del canale TV.

D'altra parte, data la particolare configurazione orografica della nostra penisola l'estensione dell'area di servizio della TV non può realizzarsi che attraverso la moltiplicazione dell'emittenti ripetitrici collocate a catena: ne deriva un pericoloso affollamento di emissioni nella purtroppo ristretta banda della V.H.F. (Very High Frequencies). D'altronde ciò che stà accadendo in Italia, si è già verificato alcuni anni or sono negli U.S.A., e colà il problema è stato risolto occupando un'altra banda di frequenza molto più ampia che, salvo un breve intervallo, si estende all'incirca dai 600 ai 900 MHz: la così detta banda delle U.H.F. (Ultra High Frequencies). La stessa soluzione, (rivelatasi molto pratica e efficiente negli U.S.A.) viene ora adottata in Italia, e la RAI già da parecchi mesi stà effettuando delle emissioni sperimentali di indagine da due piccole emittenti provvisorie, una a Milano e una a Roma.

Si noti tra l'altro che in questa nuova gamma U.H.F. dovranno trovar posto oltre ai « ripetitori » come già accennato, anche le nuove emittenti di una prossima catena destinata ad un secondo programma TV sia in bianco - nero che a colori.

E' logico quindi che l'industria Radio TV italiana si sia preoccupata di studiare il problema della ricezione nella nuova banda U.H.F. sia sotto il profilo di fornire gli organi per adattarvi i televisori già in servizio, che sotto il profilo di una nuova produzione già attrezzata per le U.H.F. La tecnica delle ricezioni su U.H.F. non è

Saldatrice elettronica a ciclo continuo

Vista interna dei due stabilimenti

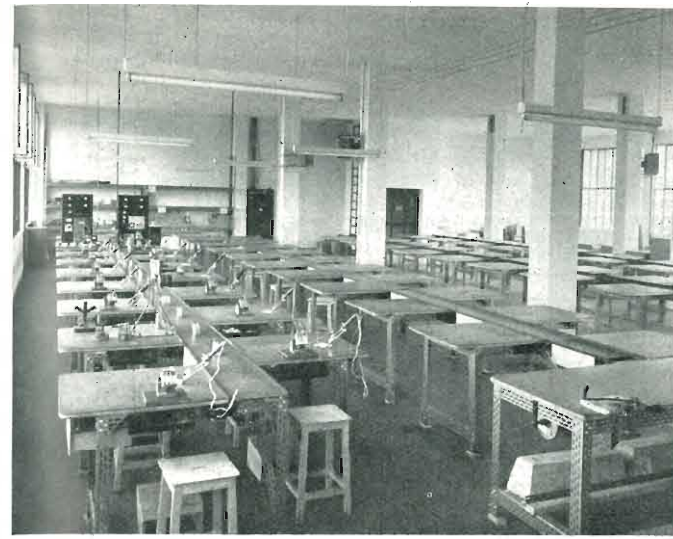
molto dissimile da quella seguita attualmente per gli otto canali italiani della V.H.F. Occorre una speciale antenna di forma, dimensioni e caratteristiche adatte, che attraverso una linea di trasmissione a bassa perdita, convogli il segnale all'ingresso del televisore.

Ne deriva quindi che tutti i moderni televisori avranno due distinti ingressi d'antenna: uno per le V.H.F. ed uno per le U.H.F. collegati a due distinte antenne, facenti capo ai due corrispondenti gruppi ad alta frequenza. La manopola di selezione dei canali, provvederà a commutare la ricezione delle V.H.F. alle U.H.F.

Pertanto ciò che contraddistingue un televisore atto alle ricezioni in U.H.F. è la presenza di uno speciale gruppo convertitore in alta frequenza commutabile col gruppo V.H.F. ed opportunamente collegato ai restanti circuiti elettronici.

Dato l'elevato valore delle frequenze in giuoco, il gruppo convertitore U.H.F. presenta particolari difficoltà costruttive nei rispetti dei consueti gruppi ad alta frequenza in V.H.F. Resasi conto dell'importanza del problema e nell'intento di offrire al costruttore italiano di televisori un gruppo U.H.F. ad alta efficienza, svincolandolo dalla preoccupazione dell'importazione dall'estero, la Ditta Ricagni S.r.l. già nota produttrice di gruppi V.H.F., ha per prima in Italia, coraggiosamente intrapresa la produzione di detti gruppi U.H.F. su licenza di una espertissima ditta americana, la Sickles facente parte del Gruppo General Instruments, di New York.

Tale Casa Americana data la sua alta specializzazione è oggi la fornitrice praticamente esclusiva delle maggiori costruttrici U.S.A. di televisori fra le quali si possono annoverare la RCA, l'Admiral, la Philco, Westinghouse, Emerson, Sylvania, General Electric, tanto per citare le più note.

E sempre nell'intento di garantire all'industria italiana dei televisori un prodotto veramente perfetto e costante nelle sue caratteristiche, assolutamente simile all'originale americano, la Ditta Ricagni non si è limitata a prendere accordi e istruzioni per la costruzione del

1ª Linea di produzione altre linee in allestimento

gruppo Sickles, ma ha bensì voluto realizzare una linea di produzione in tutto identica a quella americana attrezzata con macchinario, apparati e strumenti originali importati dagli U.S.A..

« Solo così », mi diceva il Sig. Ricagni accompagnandomi in una interessatissima visita al suo stabilimento di Milano, recentemente ampliato e rinnovato, « è possibile avere la sicurezza di una produzione uniforme, rapida, e di qualità ineccepibile ».

Tutti i processi tecnologici richiesti dalle prescrizioni della Sickles onde garantire il rispetto delle caratteristiche elettriche del gruppo U.H.F. entro le strette tolleranze suggerite dalla lunga esperienza americana vengono effettuati per tramite di macchinario quasi interamente importato dall'America.

La linea di montaggio dei gruppi U.H.F. che oggi lavora a ritmo lievemente ridotto per un periodo di necessario « rodaggio », è in grado di produrre un gruppo al minuto. Con tale ritmo di produzione e con la perfetta organizzazione tecnologica dello stabilimento accuratamente sincronizzato in tutte le sue numerose sezioni, è possibile mantenere il prezzo del gruppo U.H.F. estremamente basso ed economicamente più conveniente dell'importazione diretta.

Tale gruppo richiede l'impiego di un tubo oscillatore 6AF4 e di un diodo convertitore al silicio particolarmente selezionato dalla GBS nel corso delle operazioni di controllo e collaudo del gruppo stesso, onde assicurare un livello di rumore al fondo (soffio) non superiore ad un determinato limite suggerito dall' esperienza americana: anche questo particolare conferisce alla produzione Ricagni un tono di prestigio e serietà che fà veramente onore alla nostra industria.

Il gruppo U.H.F. Ricagni può essere usato come unità singola incorporandolo durante la costruzione dello chassis del televisore, come si verifica ora nella maggioranza dei televisori di recente produzione.

Per adattare i televisori esistenti, alla ricezione delle U.H.F. occorre invece impiegare un gruppo convertitore autoalimentato, cioè provvisto di un proprio alimentatore incorporato per assicurare l'accensione e l'anodica all'oscillatorice 6AF4. In tal caso la migliore soluzione consigliabile è quella di convertire la frequenza U.H.F. in arrivo ad un valore corrispondente ad una delle frequenze più basse dei canali V.H.F. (ad esempio al canale A o dal canale C); si predispone allora il selettore canali del televisore sul canale prestabilito e si collega l'uscita del gruppo U.H.F. all'ingresso d'antenna del televisore, staccando l'antenna V.H.F.

L'antenna U.H.F. viene collegata all'entrata del gruppo U.H.F.: in tal modo qualsiasi televisore può essere messo in grado di ricevere le U.H.F. La Ditta Ricagni produce anche gruppi autoalimentati adatti per l'impiego ora accennato.

E' stato detto nel corso del presente articolo che la Ditta Ricagni produce già da parecchi anni con notevole successo e rinomanza dei gruppi ad alta frequenza per televisori (tuners) e delle tastiere a contatti multipli per ricevitori radio: tale produzione è sempre in atto a pieno ritmo e si adegua costantemente all'evoluzione della tecnica TV ed alle esigenze dei costruttori.

Sotto quest'ultimo profilo la Ditta Ricagni stà ora seguendo attentamente l'evoluzione già in corso da qualche tempo negli U.S.A. nel campo della « miniaturizzazione » dei componenti, ed ha già allo studio un nuovo tipo di gruppo ad alta frequenza su licenza Sickles, di volume estremamente ridotto, indicatissimo pei televisori portatili e pei nuovi modelli con tubo catodico a 110° ove lo spazio interno disponibile è molto ridotto.

Il Sig. Ricagni non si addormenta sui meritati allori, ma è sempre proteso alla ricerca di possibili miglioramenti all'efficienza ed alla convenienza economica dei suoi prodotti: canone fondamentale dell'accorto ed onesto industriale.

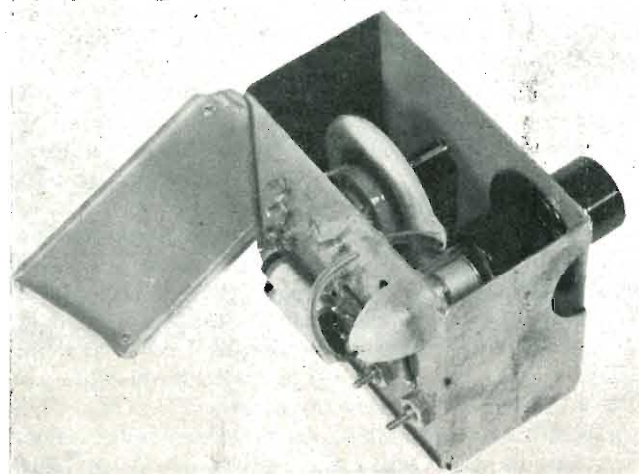
ELECTRON

RICAGNI s.r.l. - Via Mecenate, 71 - tel. 720.175
MILANO

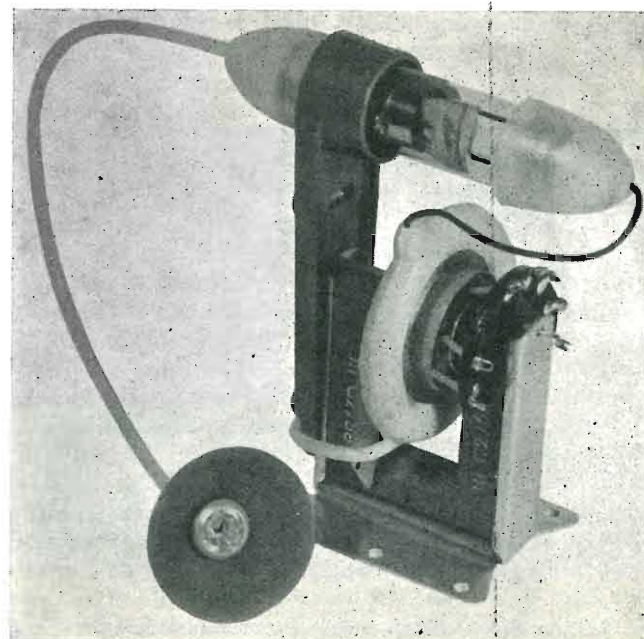
Strumentazione del laboratorio controllo

ZADA s. p. a.

Direzione e stabilimento: via Gaggia, 1 - telefoni 563.117 - 563.118 - MILANO

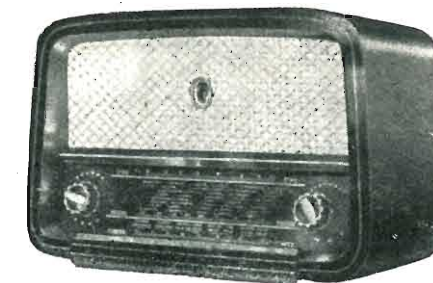
Trasformatore di Alta Tensione mod. AZ654

In custodia schermante di minimo ingombro completo di bobine d'ampiezza e linearità, predisposto per valvole raddrizzatrice 1X2.
Caratteristiche elettriche: esecuzione per tutti i tipi di circuito.
Dimensioni d'ingombro mm. 110 x 95 x 59.

Trasformatore di Alta Tensione

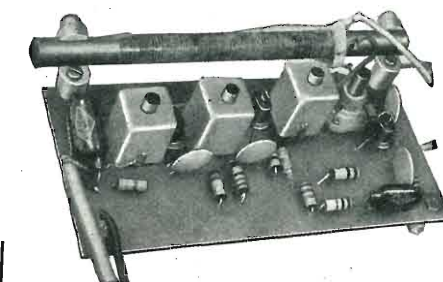
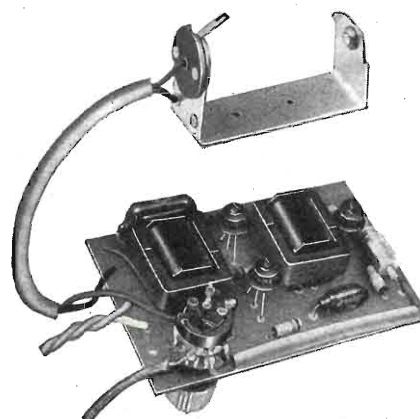
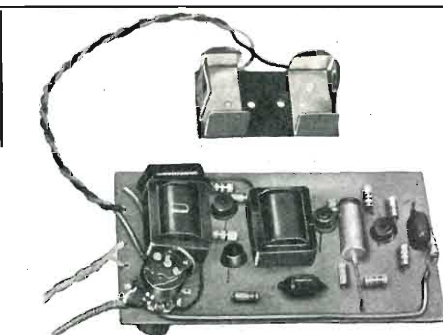
Esecuzione normale anche adatte per ricambi. caratteristiche elettriche adatte per tutti i circuiti.

Su richiesta si eseguono. esecuzioni elettriche meccaniche con attrezzatura propria oppure del richiedente

Mostra Nazionale della Radio TV - stand n. 23

RADIORICEVITORI

SM/3368
Scatola di montaggio per ricevitore AM - FM - FONO - 6 valvole.
Valvole impiegate:
ECC85 - EF85 - EABC80 - EL84 - ECH81 - EZ80.
N. 3 gamme d'onda: OC - OM - FM e Fono con commutazione a tastiera.
Alimentazione: 110 - 125 - 140 - 160 - 220 V - 50 Hz.
Dimensioni: cm. 21 x 32,5 x 13,5.

SM/68
Scatola di montaggio per ricevitore AM - FM - FONO.
Mobile di lusso,in legno finemente impiallacciato.
N. 7 valvole: EF80 - ECC81 - ECH81 - EF85 - EABC80 - EL84 - EZ80.
N. 3 gamme d'onda: OC - OM - FM e Fono.
Alimentazione con trasformatore - Primario universale 0 - 110 - 125 - 140 - 160 - 220 V. - 50 Hz.
Dimensioni: cm. 47 x 31 x 23.

TRANSISTORI

Sintonizzatori a transistori T.R.2
Atto alla realizzazione di un apparecchio ricevente supereterodina per la ricezione delle emittenti O.M.
Da impiegare con l'amplificatore G.B.C./T.R.3
Comprende, su unico pannello a circuiti stampati, tutte le parti di Alta e Media Frequenza (già tarate), compreso il condensatore variabile.
Transistori impiegati: 2N168A; 21N168; 21N169.
Diodo al germanio: OA70.
Alimentazione integrale con pila da 6 Volt.
Dimensioni in pianta: mm. 80 x 140.

Amplificatore di B.F. - T.R.3
Da impiegare in coppia col sintonizzatore G.B.C./T.R.2.
Comprende, montati su unico pannello a circuiti stampati, lo stadio preamplificatore di B.F. e quello finale realizzato con 2 transistori in controfase.
Potenza d'uscita indistorta superiore a 500 mW.
Transistori impiegati: N° 1 - 2N19RA e N° 2 - 2N18FA.
Tensione unica di alimentazione: 6 Volt.
Dimensioni in pianta: mm. 70 x 105.

Amplificatore di B.F. - T.R.4
Montato su unico pannello a circuiti stampati, comprende 2 stadi amplificatori singoli di B.F. nonchè quello finale a due transistori in controfase.
Transistori impiegati: due 2N19FA e due 2N18FA.
Tensione unica di alimentazione: 6 Volt.
Potenza d'uscita indistorta di circa 1 Watt.
Dimensioni in pianta: mm. 70 x 130.

TELEVISORI

TV 1700"
Scatola di montaggio comprendente tutto il materiale necessario alla costruzione di un televisore a 22 valvole con tubo R. C. 17" ovvero 22" 24" 27" a 90°.

TV" 2002
Scatola di montaggio comprendente tutto il materiale necessario alla realizzazione di un efficientissimo televisore da 17" o 22" 20 funzioni di valvole.

- via petrella, 6 - **MILANO**

SETTEMBRE 1958

XXX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente . . . . **Alfonso Giovene**

Consulente tecnico . . . **dott. ing. Alessandro Banfi**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3500 più 70** (2% imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Pag.

Editoriale

Circuiti

Tecnica applicata

Rubriche fisse

Un nuovo servizio radiofonico: la Filodiffusione

In coincidenza con la 24ª Mostra della Radio, l'annuale rassegna tecnico-commerciale della nostra industria Radio-TV, la RAI ha dato inizio al nuovo servizio della filodiffusione.

E' bene anzitutto precisare che un servizio del genere esiste già da una ventina d'anni nella vicina Nazione Svizzera, ove ha avuto largo successo tanto che gli utenti della « telediffusione » (così viene chiamata in Svizzera) superano quelli della normale radiodiffusione.

E' però doveroso altresì precisare che il servizio della « telediffusione » Svizzera si estende su buona parte della rete telefonica nazionale, mentre almeno per ora, in Italia è limitato alla rete urbana delle quattro città di Milano, Roma, Napoli e Torino.

Comunque anche un servizio iniziale limitato alle quattro città suaccennate è sempre oltremodo interessante, tenuto anche presente la particolare distribuzione dell'utenza telefonica italiana ben diversa da quella Svizzera.

Occorre riconoscere infatti che la maggioranza dei radioutenti cittadini ascoltano normalmente le sole emissioni locali, trascurando praticamente le ricezioni da emittenti lontane, siano esse ad onde medie o corte: la marea infernale dei disturbi radioelettrici cittadini ne è la principale causa.

L'ascolto delle emissioni locali richiede comunque sempre la ricerca della stazione prescelta e la sua sintonizzazione accurata (sia in MA che in MF) per garantire la migliore qualità fonica. In generale quest'ultima operazione, che si ripete ogni volta che si voglia cambiare programma, non viene eseguita con quella accuratezza voluta da una perfetta sintonia: ne derivano quindi sovente ricezioni di mediocre se non pessima qualità che si subiscono per ignoranza del problema tecnico. Il passaggio da un programma ad un altro non è perciò tanto semplice nè immediato, e spesso i disturbi particolarmente sensibili sono presenti anche nella ricezione locale.

La filodiffusione elimina tutti gli inconvenienti e difficoltà sopraenunciate e consente mediante la semplice pressione di tasti (vi è una tastiera di sei tasti) di passare istantaneamente da un programma all'altro.

Le condizioni di ascolto sono perfette. Nessun disturbo ed una gamma sonora estesa sino ai 12 mila cicli: la vera e propria alta fedeltà radiofonica.

Inoltre il servizio della filodiffusione comprende oltre ai normali tre programmi radiofonici, altri tre programmi aggiuntivi e cioè: una trasmissione continua senza interruzione di due tipi di musiche, una a carattere leggero (canzoni, jazz, ecc.) ed una a carattere più serio (sinfonie, motivi lirici, ecc.) entrambi apprezzabilissimi in molti ambienti di studio o di lavoro o di ritrovo per creare una riposante e rilassante atmosfera di armonie. Il terzo programma aggiunto sarà probabilmente dedicato ad un notiziario permanente sul tipo del giornale-radio continuamente integrato ed aggiornato da notizie fresche.

Con tali premesse, non abbiamo alcun dubbio che il nuovo servizio di « filodiffusione » riscuoterà un grande successo presso gli utenti telefonici di Milano, Roma, Napoli e Torino.

Anche gli esercizi pubblici (bar, ristoranti ed alberghi) ne trarranno indubbi vantaggi mettendo a disposizione della clientela tale nuovo mezzo.

Ed ora sono necessarie alcune parole di chiarimenti tecnici sulla funzionalità della filodiffusione.

Anzitutto è necessario essere abbonati al telefono poichè la trasmissione viene effettuata lungo i cavi telefonici. A richiesta dell'utente le Società concessionarie dei telefoni delle 4 città summenzionate, installano presso la boc-

(il testo segue a pag. 429)

Antenne a Riflettore Parabolico

Si espongono le considerazioni di natura fisica che hanno condotto all'adozione delle antenne a riflettore parabolico nella gamma delle onde decimetriche, centimetriche e millimetriche e si ricavano tutte le relazioni necessarie alla loro progettazione. Si dimostra la necessità dell'adozione della forma parabolica per il riflettore e se ne ricavano l'equazione e le proprietà ottiche. Si ricavano le espressioni del guadagno e del fattore d'illuminazione per un'antenna parabolica e si analizzano le condizioni per renderle massime, traendone fondamentali elementi di progetto, come l'apertura angolare del paraboloide e, di conseguenza, la distanza focale. Si determinano inoltre le aperture angolari ottime per i diagrammi di radiazione più comuni negli illuminatori. Si analizzano altresì le alterazioni del fattore d'illuminazione dovute ad errori di fase, a sfocamento ed alla presenza di un lobo posteriore di radiazione nell'illuminatore. Si calcola infine il coefficente di riflessione dell'antenna e si espone un metodo di adattamento e la relativa formulazione analitica. Un dettagliato esempio di calcolo chiarisce tutta la procedura di progetto. Il lavoro è corredato da una ricca bibliografia sull'argomento e da un nomogramma che consente di ricavare immediatamente le dimensioni o le prestazioni di un'antenna a riflettore parabolico.

dott. ing. Angelo Pistilli

(parte prima di tre parti)

0. - PREMESSA.

L'adozione di onde elettromagnetiche a frequenze sempre più elevate, imposta dalle esigenze della tecnica del radar, delle telecomunicazioni e della televisione, ha sollevato il problema della irradiazione direttiva di tali onde. Evidenti affinità ed analogie dei rispettivi fenomeni fisici hanno suggerito ai ricercatori l'estensione dei metodi e dei principi dell'ottica al campo delle microonde. In particolare per trasformare un'onda sferica, emessa da un radiatore isotropo, in un'onda piana, propagantesi in una direzione voluta, si è utilizzato il noto principio ottico cui si informa la costruzione dei riflettori luminosi di grande portata. L'applicazione dei principi dell'ottica geometrica elementare, nonchè delle teorie di Huygens-Kirchoff e di Fresnel sulla diffrazione, ha condotto alla realizzazione, nella gamma delle onde decimetriche e centimetriche, di antenne direttive a riflettore parabolico, che consentono di ottenere le desiderate caratteristiche di direttività. Questo tipo di antenna, ormai largamente diffuso, deve il grande favore incontrato alla estrema semplicità costruttiva, alla elevata robustezza meccanica ed alla enorme elasticità di funzionamento che consente di soddisfare le esigenze più disparate.

In pratica il riflettore parabolico può assumere una grande varietà di forme, in dipendenza delle prestazioni richieste all'antenna. La forma più ovvia e più comune del riflettore è quella di una superficie conduttrice ottenuta per rotazione di una parabola intorno al proprio asse. Questa struttura a paraboloide circolare è la sola che esamineremo, allo scopo di non appesantire eccessivamente codesto studio. Segnaliamo tuttavia altre forme assai comuni nel cilindro a sezione parabolica e nel settore parabolico. In fig. 1 sono riportate le citate tre forme di riflettore parabolico. Circa il paraboloide circolare osserviamo altresì ch'esso ha come apertura una superficie circolare, ma spesso soltanto una parte di tale superficie viene utilizzata.

1. - PROPRIETÀ OTTICHE DI UN PARABOLOIDE.

Giacchè il riflettore parabolico è una superficie generata dalla rotazione di una parabola intorno al suo asse, possiamo più agevolmente, data la simmetria di rotazione, ricercarne l'equazione e studiarne le proprietà riferendoci al suo profilo in un piano meridiano.

Ci proponiamo di ricavare l'equazione della curva che trasformi, per riflessione, un fascio di raggi uscenti da un punto dell'asse, detto fuoco, in un fascio di raggi paralleli. Sia F il fuoco, ove è allocata la sorgente puntiforme, O il vertice della parabola, f la distanza focale, cioè la lunghezza del segmento OF (fig. 2).

Sia FP un raggio uscente dal fuoco, che sottende un angolo θ con l'asse focale. Consideriamo il fascio di raggi elementari contenuti in un'apertura $d\,\theta$. Essi incideranno sulla superficie riflettente in un'areola di traccia PQ e saranno riflessi in un fascio di raggi paralleli di diametro $d\,y$.

Sia α_i l'angolo di incidenza ed α_r l'angolo di riflessione. Per una nota legge ottica detti angoli debbono essere uguali, cioè $\alpha_i = \alpha_r$. Si ha inoltre, essendo il fascio di raggi riflessi paralleli all'asse focale, $\theta = \alpha_i + \alpha_r$, perchè alterni interni.

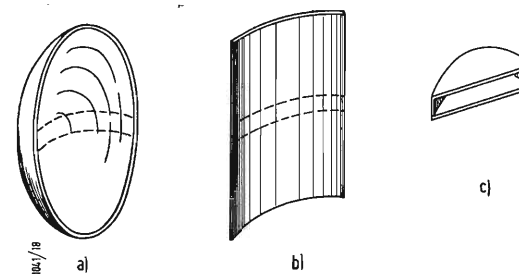



Fig. 1 - Forme più comuni di un riflettore parabolico: *a*) paraboloide circolare; *b*) paraboloide cilindrico; *c*) settore parabolico.

Da dette relazioni si ricava immediatamente $\theta/2 = \alpha_r = \alpha_i$.

Dal triangolo PQR si ha:

$$\operatorname{tg} \alpha_i = \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} = \frac{dr}{r\,d\theta}$$

da cui:

$$\frac{dr}{r} = 2 \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}\, d\left(\frac{\theta}{2}\right)$$

Integrando si ha:

$$r = \frac{C}{\cos^2 \dfrac{\theta}{2}}$$

essendo C una costante d'integrazione. Poichè per $\theta = 0$ si deve avere $r = f$, sostituendo si determina la costante:

$$C = f$$

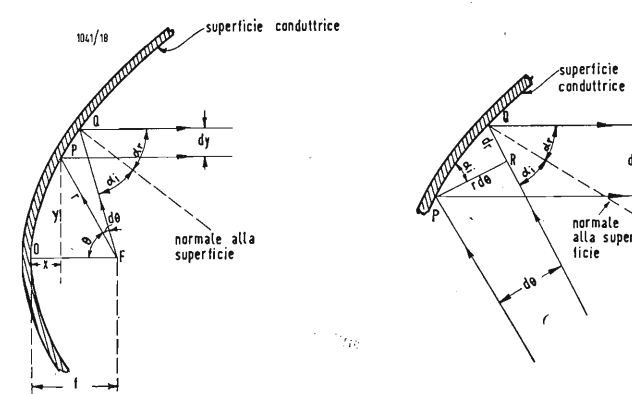



Fig. 2 - Relazioni geometriche in un riflettore parabolico.

Pertanto l'equazione cercata è la seguente:

$$r = \frac{f}{\cos^2 \dfrac{\theta}{2}} = \frac{2f}{1 + \cos\theta} \qquad [1]$$

Si osservi che la [1] è l'equazione di una parabola in coordinate polari. Per il tracciamento della curva sono più comode le equazioni parametriche:

$$x = f - r\cos\theta = f\,\frac{1 - \cos\theta}{1 + \cos\theta} = f \operatorname{tg}^2 \frac{\theta}{2} \qquad [3]$$

$$y = r \operatorname{sen}\theta = 2f\,\frac{\operatorname{sen}\theta}{1 + \cos\theta} = 2f \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \qquad [4]$$

Confrontando la [3] e la [4] si ricava l'equazione della parabola in coordinate cartesiane:

$$y^2 = 4fx \qquad [4\,b]$$

Detta (fig. 3) ψ l'apertura angolare, cioè l'angolo sotteso nel fuoco dal raggio dell'apertura circolare, e denotato con D il diametro di tale apertura, si ha dalla [4], ponendo $y = \dfrac{D}{2}$ e $\theta = \psi$:

$$\frac{D}{2} = 2f \operatorname{tg} \frac{\psi}{2}, \quad \text{cioè} \quad \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} = \frac{D}{4f} \qquad [5]$$

da cui, per note relazioni geometriche:

$$\operatorname{sen}\psi = \frac{2 \operatorname{tg} \dfrac{\psi}{2}}{1 + \operatorname{tg}^2 \dfrac{\psi}{2}} = \frac{\dfrac{D}{2f}}{1 + \dfrac{D^2}{16f^2}} \qquad [6]$$

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{2 \operatorname{tg} \dfrac{\psi}{2}}{1 - \operatorname{tg}^2 \dfrac{\psi}{2}} = \frac{\dfrac{D}{2f}}{1 - \dfrac{D^2}{16f^2}} \qquad [7]$$

Consideriamo ora un raggio generico uscente dal fuoco F, che incida in P sulla superficie parabolica e sia riflesso parallelamente all'asse focale (fig. 4).

Il cammino di detto raggio dal fuoco all'apertura vale:

$$\text{FP} + \text{PM} = \text{FP} + \text{OR} - \text{OS} \qquad [7a]$$

Tenendo conto delle [1] e [3] tale percorso diviene:

$$d + r - x = d + f\,\frac{2 - 1 + \cos\theta}{1 + \cos\theta} = d + f \qquad [7b]$$

Quindi tale percorso è indipendente da θ ed è uguale per tutti i raggi uscenti dal fuoco. Se ne deduce che il piano dell'apertura è un piano equifase, in quanto per raggiungerlo tutti i raggi hanno percorso uno stesso cammino e perciò subita una stessa rotazione di fase.

Riassumendo quindi le due proprietà fondamentali di un riflettore parabolico sono le seguenti:

a) Ogni raggio uscente dal fuoco viene riflesso parallelamente all'asse.

b) La distanza percorsa da un raggio qualsiasi dal fuoco allo specchio e, per riflessione, ad un qualsiasi piano normale all'asse è costante, indipendentemente dal particolare cammino seguito; di conseguenza ogni piano perpendicolare all'asse costituisce un piano equifase.

Altra proprietà da notare è che, non essendo le dimensioni dei riflettori in alcun modo legati alla frequenza, essi possono funzionare egualmente bene entro una gamma vastissima di lunghezze d'onda senza variare apprezzabilmente le caratteristiche di radiazione. Precisamente il comportamento dei riflettori parabolici si può ritenere aperiodico finchè la loro area A è molto maggiore del quadrato della lunghezza d'onda. Quando invece il rapporto A/λ^2 non ha valore molto elevato intervengono fenomeni di diffrazione che alterano profondamente le caratteristiche di radiazione al variare della lunghezza d'onda.

2. - GUADAGNO E FATTORE D'ILLUMINAZIONE DI UN'ANTENNA A RIFLETTORE PARABOLICO.

Abbiamo finora supposto che il riflettore parabolico sia illuminato da un emettitore isotropico. In effetti un radiatore perfettamente isotropo è irrealizzabile e, d'altra parte, per ragioni che vedremo, non sarebbe neppure desiderabile ai fini

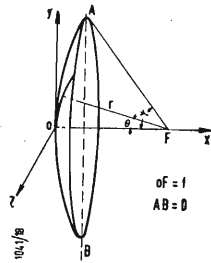



Fig. 3 - Parametri geometrici di un riflettore parabolico.

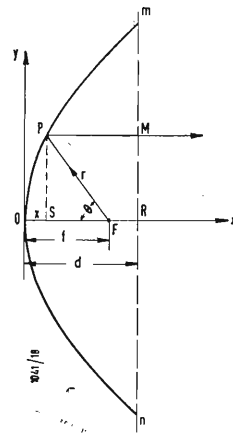



Fig. 4 - Relazioni geometriche fra i cammini ottici dei vari raggi in un'antenna a riflettore parabolico.

dell'ottenimento della massima prestazione che l'antenna può dare. Supponiamo pertanto che l'illuminatore abbia un guadagno qualsiasi, ma irradi con simmetria circolare nel piano normale all'asse focale. Detta $E(\theta)$ l'ampiezza relativa del campo irradiato a distanza unitaria assumiamo come unitaria l'ampiezza del campo lungo l'asse focale, cioè per $\theta = 0$, di conseguenza $E(0) = 1$. Consideriamo ora una sfera di raggio unitario nel cui centro sia posto l'illuminatore. La potenza che esce da un'areola elementare (fig. 5) è proporzionale al quadrato del campo. Detto k_1 il coefficiente di proporzionalità la potenza uscente dall'intera sfera, pari alla potenza P irradiata dall'illuminatore, vale:

$$P = \int_o^\pi 2\pi k_1 E^2(\theta) \operatorname{sen}\theta \, d\theta = 2\pi k_1 \int_o^\pi E^2(\theta) \operatorname{sen}\theta \, d\theta$$

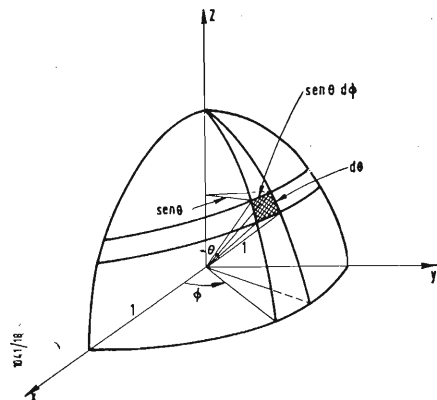



Fig. 5 - Relazioni geometriche sulla superficie di una sfera, di raggio unitario contenente, nel centro, un emettitore puntiforme.

Se l'illuminatore fosse invece isotropico e l'ampiezza del campo, costante in tutte le direzioni, fosse unitaria, la potenza emessa sarebbe:

$$P_1 = \int_o^\pi 2\pi k_1 \operatorname{sen}\theta \, d\theta = 4\pi k_1$$

In direzione $\theta = 0$ si ha nei due casi, la stessa intensità di campo, ma tale effetto è conseguito dal nostro illuminatore con una potenza emessa inferiore a quella che necessita invece al radiatore isotropico, in quanto il primo concentra le onde elettromagnetiche in tale direzione, mentre il secondo le irradia ugualmente in tutte le direzioni. Di conseguenza l'illuminatore in oggetto presenta, rispetto al radiatore isotropico, un guadagno:

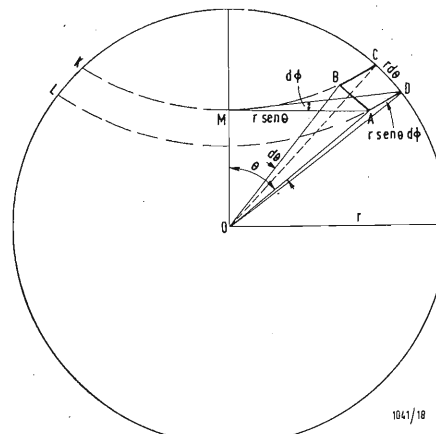



Fig. 6 - Sfera di raggio r nel cui centro O è posto un emettitore la cui emissione si suppone a simmetria circolare in senso longitudinale. Il campo elettrico in un punto qualunque della superficie è indipendente da ψ e funzione di θ.

$$G_i = \frac{P_1}{P} = \frac{4\pi k_1}{2\pi k_1 \int_o^\pi E^2(\theta)\operatorname{sen}\theta \, d\theta} = \frac{2}{\int_o^\pi E^2(\theta) \operatorname{sen}\theta \, d\theta} \quad [8]$$

Se il guadagno dell'illuminatore in una certa direzione è $G(\theta)$ la densità di potenza a distanza r vale:

$$\frac{P}{4\pi r^2} G(\theta)$$

Poichè il campo elettrico in un punto è inversamente proporzionale alla distanza fra il punto e l'emettitore, il campo a distanza r sarà r volte minore del campo stesso a distanza unitaria ed avrà quindi il valore $E(\theta)/r$. La densità di potenza in tale punto vale dunque, per la nota relazione fra le due grandezze:

$$\frac{1}{2}\left(\frac{E(\theta)}{r}\right)^2 \frac{1}{\sqrt{\mu/\varepsilon}} = \frac{E^2(\theta)}{240\pi r^2}$$

Uguagliando le due espressioni della densità di potenza (W/m²) si ha:

$$\frac{P}{4\pi r^2} G(\theta) = \frac{E^2(\theta)}{240\pi r^2} \quad \text{da cui} \quad E(\theta) = \sqrt{60 P G(\theta)} \quad [9]$$

Il campo elettrico in un punto della superficie del riflettore parabolico, cioè a distanza r dall'illuminatore, che è posto nel fuoco, vale, tenendo conto delle [9] e [1]:

$$\frac{E(\theta)}{r} = \frac{\sqrt{60 P G(\theta)}}{r} = \sqrt{60 P}\frac{\sqrt{G(\theta)}}{f}\cos^2\frac{\theta}{2} \quad [10]$$

Poichè i raggi riflessi sono fra loro paralleli l'intensità del campo rimane costante lungo i raggi riflessi stessi.

L'ampiezza del campo in un punto lontano sull'asse del parabolide è perciò indipendente dalla distanza di detto punto dal fuoco e vale la somma dei contributi delle aree elementari di riflessione del piano attraverso l'apertura circolare del riflettore stesso. Perciò l'espressione analitica di tale campo vale (vedi fig. 6), tenendo conto della [10]:

$$E = \int_o^\psi 2\pi r \operatorname{sen}\theta \frac{E(\theta)}{r} d(r\theta) = 2\pi \int_o^\psi \frac{f}{\cos^2\frac{\theta}{2}} \operatorname{sen}\theta \sqrt{60 P G(\theta)}\, d\theta = 4\pi f \sqrt{60 P} \int_o^\psi \operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\sqrt{G(\theta)}\, d\theta \quad [11]$$

Il guadagno dell'intera antenna è proporzionale ad E^2; detto k il coefficiente di proporzionalità, per ora incognito,

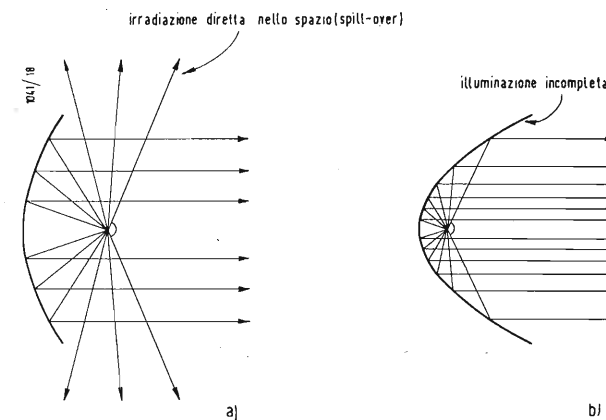



Fig. 7 - Comportamento di un'antenna parabolica di dato illuminatore al variare dell'apertura angolare: *a*) piccola apertura angolare e, di conseguenza, basso guadagno a causa del forte spill-over; *b*) grande apertura angolare e, di conseguenza, basso guadagno per incompleta illuminazione del riflettore.

si ha, indicando con G il guadagno dell'antenna:

$$G = k E^2 = k\, 16\pi^2 f^2\, 60 P \left[\int_o^\psi \operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\sqrt{G(\theta)}\, d\theta\right]^2 \quad [12]$$

È ora necessario determinare k. Tale coefficiente è evidentemente indipendente dalla distanza focale e possiamo perciò agevolmente determinarlo in un caso limite. Se la distanza focale è molto grande rispetto all'apertura del paraboloide, cioè se $r \simeq f$ e $\psi \to 0$ la superficie del paraboloide si confonde con la superficie dell'apertura ed il guadagno dell'illuminatore risulta all'incirca costante, giacchè $G(\theta) \simeq G(0)$. Dalla [9] per $\theta = 0$ si ha:

$$E(0) = 1 = \sqrt{60 P G(0)} \quad \text{da cui} \quad G(0) = \frac{1}{60 P} \quad [13]$$

La densità di potenza sull'apertura, praticamente piana, vale in tal caso, tenendo conto della [13]:

$$\frac{P}{4\pi r^2} G(\theta) \simeq \frac{P}{4\pi r^2} G(0) = \frac{P}{4\pi r^2}\frac{1}{60 P} = \frac{1}{240\pi f^2} \quad [14]$$

Per le ipotesi fatte dell'illuminazione praticamente uniforme la densità di potenza non varia lungo l'apertura, come si rivela dalla [14] che è indipendente da θ, perciò la potenza captata è data semplicemente dalla densità di potenza moltiplicata per l'area dell'apertura. Tale area vale:

$$A = \pi (r \operatorname{sen}\psi)^2 = \pi\left(\frac{f}{\cos^2\frac{\psi}{2}}\operatorname{sen}\psi\right)^2 = 4\pi f^2 \operatorname{tg}^2\frac{\psi}{2} \quad [15]$$

La potenza captata vale perciò, per le [14] e [15]:

$$P_c = \frac{1}{240\pi f^2}\cdot 4\pi f^2 \operatorname{tg}^2\frac{\psi}{2} = \frac{1}{60}\operatorname{tg}^2\frac{\psi}{2} \quad [16]$$

Tenendo ora presente che il guadagno del riflettore, considerato come sorgente d'irradiazione della potenza P_c, è dato, tenendo conto della [15], da:

$$G_c = \frac{4\pi}{\lambda^2} A = \left(\frac{4\pi f}{\lambda}\operatorname{tg}\frac{\psi}{2}\right)^2 \quad [17]$$

possiamo determinare la densità di potenza riflessa a distanza unitaria dal riflettore che, come già detto, è praticamente piano; si ha invero, tenendo conto delle [16] e [17]:

$$d_r = \frac{P_c}{4\pi} G_r = \frac{1}{60}\operatorname{tg}^2\frac{\psi}{2}\left(\frac{4\pi f}{\lambda}\operatorname{tg}\frac{\psi}{2}\right)^2 =$$

$$= \frac{4\pi}{60}\left(\frac{f}{\lambda}\operatorname{tg}^2\frac{\psi}{2}\right)^2 \quad [18]$$

La densità di potenza a distanza unitaria dovuta ad un emettitore isotropico che irradi una potenza P vale:

$$d_o = \frac{P}{4\pi} \quad [19]$$

Di conseguenza alla stessa distanza unitaria dalla sorgente ed in direzione $\theta = 0$ l'antenna a riflettore parabolico e l'antenna isotropica, pur irradiando la stessa potenza P, provocano una densità di potenza fluente data rispettivamente dalla [18] e dalla [19]; il loro rapporto dà evidentemente il guadagno:

$$G_{\theta\to o} = \frac{d_r}{d_o} = \frac{1}{60 P}\left(\frac{4\pi f}{\lambda}\operatorname{tg}^2\frac{\psi}{2}\right)^2 \quad [20]$$

Dalla [12] per $\theta \to 0$ si ha, ricordando che $G(\theta) = G(0) = \frac{1}{60 P}$:

$$G_{\theta\to o} = k\, 16\pi^2 f^2\, 60 P \frac{1}{60 P}\left[\int_o^\pi \operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\, d\theta\right]^2 \quad [21]$$

ma per $\theta \to 0$ si ha $\operatorname{tg}\frac{\theta}{2} = \frac{\theta}{2}$ e perciò:

$$\left[\int_o^\psi \operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\, d\theta\right]^2 = \left[\int_o^\psi \frac{\theta}{2}\, d\theta\right]^2 = \left(\frac{\psi^2}{4}\right)^2 = \left(\frac{\operatorname{sen}^2\psi}{4}\right)^2 \quad [22]$$

giacchè per piccoli valori $\psi = \operatorname{sen}\psi$. Sostituendo la [22] nella [21] si ha:

$$G_{\theta\to o} = k\pi^2 f^2 \operatorname{sen}^4\psi \quad [23]$$

Confrontando le [20] e [23] si ricava il coefficiente di proporzionalità:

$$k = \frac{\frac{1}{60 P}\left(\frac{4\pi f}{\lambda}\operatorname{tg}^2\frac{\psi}{2}\right)^2}{\pi^2 f^2 \operatorname{sen}^4\psi} = \frac{1}{60 P}\frac{16}{\lambda^2}\frac{\operatorname{tg}^4\frac{\psi}{2}}{\operatorname{sen}^4\psi} =$$

$$= \frac{1}{60 P}\frac{16}{\lambda^2}\frac{\operatorname{tg}^4\frac{\psi}{2}}{16\operatorname{sen}^4\frac{\psi}{2}\cos^4\frac{\psi}{2}} = \frac{1}{60 P}\frac{1}{\lambda^2}\frac{1}{\cos^8\frac{\psi}{2}}$$

che, per $\psi \to 0$, diviene:

$$k = \frac{1}{60 P \lambda^2} \quad [24]$$

Sostituendo il valore così trovato nella [12] si ricava la espressione del guadagno totale d'antenna:

$$G = \left(\frac{4\pi f}{\lambda}\right)^2\left[\int_o^\psi \operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\sqrt{G(\theta)}\, d\theta\right]^2 \quad [25]$$

Dalla [5] si ricava:

$$4f = D \operatorname{ctg} \frac{\psi}{2} \qquad [26]$$

Tenendo conto della [26] la [25] diviene:

$$G = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi}{2} \left[\int_o^\psi \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \sqrt{G(\theta)}\, d\theta\right]^2 \qquad [27]$$

L'area efficace dell'antenna è data, tenendo conto della [27] ed applicando la relazione generale fra area efficace e guadagno, da:

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G = \frac{\pi D^2}{4} \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi}{2} \left[\int_o^\psi \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \sqrt{G(\theta)}\, d\theta\right]^2 \qquad [28]$$

Tenendo presente che l'area geometrica dell'apertura vale:

$$A = \frac{\pi D^2}{4}$$

il rapporto fra A_{eff} ed A ci dà il fattore d'illuminazione σ, cioè il fattore di riduzione dell'area efficace rispetto all'area geometrica:

$$\sigma = \frac{A_{eff}}{A} = \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi}{2} \left[\int_o^\psi \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \sqrt{G(\theta)}\, d\theta\right]^2 \qquad [29]$$

Tale fattore, compreso fra 0 ed 1, ci dà una misura della utilizzazione più o meno incompleta della superficie riflettente.

la potenza che giunge su un'areola unitaria vale, ricordando la [32]:

$$\frac{P}{4\pi r^2} G(\theta) = \frac{1}{240\pi r^2} \sec^4 \frac{\theta}{2} \qquad [33]$$

L'areola elementare vale (fig. 6):

$$dS = 2\pi (r \operatorname{sen} \theta)(r\, d\theta) = 2\pi r^2 \operatorname{sen} \theta\, d\theta \qquad [34]$$

La condizione suddetta si esprime perciò, tenendo conto della [34] e [33]:

$$\int_o^\psi \frac{P}{4\pi r^2} G(\theta)\, dS = \int_o^\psi \frac{1}{240\pi r^2} \sec^4 \frac{\theta}{2}\, 2\pi r^2 \operatorname{sen} \theta\, d\theta = $$

$$= \int_o^\psi \frac{1}{120} \sec^4 \frac{\theta}{2} \operatorname{sen} \theta\, d\theta = P \qquad [35]$$

Ricordando la [13] tale relazione diviene [1]:

$$G(0) = \frac{1}{60P} = \frac{2}{\int_o^\psi \sec^4 \frac{\theta}{2} \operatorname{sen} \theta\, d\theta} = \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi}{2} \qquad [36]$$

Sostituendo la [36] nella [32]:

$$G(\theta) = \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi}{2} \sec^4 \frac{\theta}{2} \quad \text{cioè} \quad \sqrt{G(\theta)} = \operatorname{ctg} \frac{\psi}{2} \sec^2 \frac{\theta}{2} \qquad [37]$$

La [29], tenendo conto della [37] diviene:

$$\sigma = \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi}{2} \left[\int_o^\psi \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \operatorname{ctg} \frac{\psi}{2} \sec^2 \frac{\theta}{2}\, d\theta\right]^2 = \operatorname{ctg}^4 \frac{\psi}{2} \left[2 \int_o^\psi \frac{\operatorname{sen} \frac{\theta}{2}}{\cos^3 \frac{\theta}{2}}\, d\, \frac{\theta}{2}\right]^2 = \operatorname{ctg}^4 \frac{\psi}{2} \operatorname{tg}^4 \frac{\psi}{2} = 1$$

Affinchè il fattore di illuminazione sia massimo, cioè unitario, e quindi massimo anche il guadagno dell'antenna, è necessario che la superficie riflettente sia illuminata in ogni punto uniformemente e che altresì l'illuminatore non irradi energia all'esterno della superficie riflettente. Solo così, infatti, com'è intuitivo, si realizzerà la completa utilizzazione della superficie riflettente. Traduciamo in termini analitici tali considerazioni intuitive. Per avere illuminazione uniforme è necessario che il campo elettrico in un qualsiasi punto del riflettore sia costante, cioè, ricordando la [10] ed indicando con H tale costante:

$$\sqrt{60P}\, \frac{\sqrt{G(\theta)}}{f} \cos^2 \frac{\theta}{2} = H \qquad [30]$$

Per determinare il valore della costante H consideriamo il caso particolare $\theta = 0$. In tal caso si ha, per la [13]:

$$\sqrt{60P}\, \sqrt{G(\theta)} = \sqrt{60P}\, \sqrt{G(0)} = 1$$

ed inoltre:

$$\cos^2 \frac{\theta}{2} = \cos^2 0 = 1$$

Perciò sostituendo nella [30] si ha:

$$H = \frac{1}{f} \qquad [31]$$

Sostituendo nella [30] la [31] si ricava:

$$\sqrt{G(\theta)} = \frac{1}{\sqrt{60P}} \frac{1}{\cos^2 \frac{\theta}{2}} \quad \text{da cui} \quad G(\theta) = \frac{1}{60P} \sec^4 \frac{\theta}{2} \qquad [32]$$

Desideriamo altresì che l'illuminatore non irradi al di fuori della superficie riflettente, cioè che la somma delle potenze captate dalle varie areole elementari dell'apertura sia pari alla potenza P irradiata dall'illuminatore. Data la simmetria circolare, supposta per l'irradiazione dell'illuminatore,

come si ricava dalla risoluzione dell'integrale in parentesi (vedi nota [1]). Abbiamo così dimostrato che per avere il massimo guadagno dell'antenna, l'illuminatore deve avere un guadagno definito dalle [36] e [37].

---

(1) Infatti:

$$\int_o^\psi \sec^4 \frac{\theta}{2} \operatorname{sen} \theta\, d\theta = \int_o^\psi \frac{1}{\cos^4 \frac{\theta}{2}}\, 2 \operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2}\, d\theta =$$

$$= 2 \int_o^\psi \frac{\operatorname{sen} \frac{\theta}{2}}{\cos^3 \frac{\theta}{2}}\, d\theta = 4 \int_o^\psi \frac{\operatorname{sen} \frac{\theta}{2}}{\cos^3 \frac{\theta}{2}}\, d\left(\frac{\theta}{2}\right)$$

Ponendo:

$$x = \cos \frac{\theta}{2}$$

e perciò:

$$dx = -\operatorname{sen} \frac{\theta}{2}\, d\left(\frac{\theta}{2}\right)$$

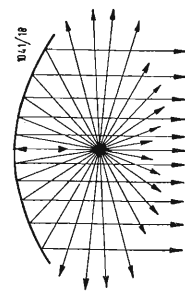
sostituendo si ha il valore di tale integrale:

$$4 \int_o^\psi \frac{-dx}{x^3} = 4 \left[\frac{1}{2x^2}\right]_o^\psi = 2 \left[\frac{1}{\cos^2 \frac{\theta}{2}}\right]_o^\psi = 2 \left[\frac{1}{\cos^2 \frac{\theta}{2}} - 1\right] =$$

$$= 2\, \frac{1 - \cos^2 \frac{\psi}{2}}{\cos^2 \frac{\psi}{2}} = 2\, \frac{\operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2}}{\cos^2 \frac{\psi}{2}} = 2 \operatorname{tg}^2 \frac{\psi}{2}$$

$$\frac{2}{\int_o^\psi \sec^4 \frac{\theta}{2} \operatorname{sen} \theta\, d\theta} = \frac{2}{2\left(\frac{1}{\cos^2 \frac{\psi}{2}} - 1\right)} = \frac{\cos^2 \frac{\psi}{2}}{1 - \cos^2 \frac{\psi}{2}} =$$

$$= \frac{\cos^2 \frac{\psi}{2}}{\operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2}} = \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi}{2}$$

Come si nota dalla [37] il guadagno deve essere minimo per $\theta = 0$ nei punti all'interno del riflettore. Per creare la distribuzione di densità di potenza imposta dalla [37] è necessario introdurre nell'illuminatore considerevoli distorsioni di fase. Ne possono risultare errori di fase nel campo

A sinistra: Fig. 8 - Perdite per spill-over in un'antenna parabolica avente come illuminatore un emettitore isotopico.

A destra: Fig. 9 - Fattore di illuminazione di un'antenna a riflettore parabolico in funzione dell'apertura angolare per vari illuminatori il cui guadagno sia dato da:

$G(\theta) = 2(n+1) \cos^n \theta$ per $0 \le \theta \le \pi/2$
$G(\theta) = 0$ per $\theta > \pi/2$
nei casi particolari in cui $n = 2, 4, 6, 8$.

sull'apertura del riflettore che possono annullare i vantaggi della uniforme illuminazione. Torneremo a suo tempo sull'argomento. Osserviamo per ora dalla [29] che il fattore d'illuminazione è funzione soltanto del guadagno $G(\theta)$ dell'illuminatore e dell'apertura angolare ψ del riflettore.

Ne deriva che, per un guadagno dell'illuminatore fissato nella sua distribuzione, il fattore d'illuminazione rimane invariato per tutti i paraboloidi che abbiano lo stesso rapporto f/D.

L'apertura angolare ottima del riflettore deve essere scelta tenendo presente che un'apertura angolare piccola (ψ piccola) aumenta le perdite per irradiazione diretta dell'illuminatore nello spazio libero, esternamente al riflettore (spillover), mentre un'apertura angolare ampia (ψ grande) provoca una incompleta illuminazione (fig. 7 *a* e *b*). Risulta evidente (fig. 8) che un illuminatore isotropico, pur soddisfacendo alle condizioni di avere fase ed ampiezza uniformemente distribuite su tutta l'apertura, provocherebbe altresì intollerabili perdite di energia per spillover, a causa cioè di quella notevole parte di essa che sfugge oltre il bordo del riflettore. Pertanto, per un $G(\theta)$ qualsiasi, l'apertura angolare ottima, cioè l'angolo che il contorno del riflettore deve sottendere al fuoco per rendere massimo il fattore di illuminazione, si ricava con il normale procedimento analitico di ricerca del massimo applicato alla funzione $\sigma(\psi)$. Derivando la [29] si ha:

$$\left(\frac{\partial \sigma}{\partial \psi}\right)_{\theta=\psi} = \left[2 \operatorname{ctg} \frac{\psi}{2} \cdot \left(-\frac{1}{\operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2}}\right) \cdot \frac{1}{2} \left[\int_o^\psi \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \sqrt{G(\theta)}\, d\theta\right] + 2 \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi}{2} \left[\int_o^\psi \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \sqrt{G(\theta)}\, d\theta\right] \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \sqrt{G(\theta)}\right]_{\theta=\psi} = 0$$

Risolvendo si ha:

$$\sqrt{G(\psi)} \operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2} = \frac{1}{2} \int_o^\psi \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \sqrt{G(\theta)}\, d\theta \qquad [38]$$

La considerazione già fatta che per ψ sia grande che piccolo la prestazione dell'antenna peggiora ci assicura che la [38] ci fornisce un massimo della funzione, senza necessità di ulteriori conferme analitiche.

Allo scopo di chiarire meglio le questioni testè trattate riferiamoci a dei casi particolari, ma molto importanti e comuni. Il guadagno di un gran numero di illuminatore può essere assimilato con sufficiente approssimazione, per quanto riguarda il lobo principale, ad una legge del tipo:

$$G(\theta) = G_n \cos^n \theta \qquad \text{per } 0 \le \theta \le \frac{\pi}{2}$$

$$G(\theta) = 0 \qquad \text{per } 0 > \frac{\pi}{2} \qquad [39]$$

ove n è un numero intero che dipende dal tipo di illuminatore e $G_n = G(0)$ è il valore di $G(\theta)$ nella direzione $\theta = 0$. Per determinare il valore di G_n basta considerare intorno allo illuminatore una sfera di raggio unitario (fig. 5). Se l'emettitore irradia una potenza P la densità di potenza in una certa direzione θ vale, tenendo conto della [39]:

$$\frac{P}{4\pi} G(\theta) = \frac{P}{4\pi} G_n \cos^n \theta$$

purchè $\theta \le \frac{\pi}{2}$, mentre per $\theta > \frac{\pi}{2}$ si ha $G(\theta) = 0$ e tale densità di potenza è nulla.

L'integrale di tale densità di potenza esteso a tutta la superficie della sfera unitaria equivale alla potenza uscente dalla sfera, cioè alla potenza irradiata P; si ha dunque:

$$\int_o^\pi \frac{P}{4\pi} G_n \cos^n \theta\, 2\pi \operatorname{sen} \theta\, d\theta = P$$

cioè:

$$G_n \int_o^\pi \cos^n \theta \operatorname{sen} \theta\, d\theta = 2$$

ma tenendo presente che per $\theta > \frac{\pi}{2}$ la densità di potenza è nulla l'integrale si deve limitare come segue:

$$G_n \int_o^{\pi/2} \cos^n \theta \operatorname{sen} \theta\, d\theta = 2 \qquad [40]$$

Infatti per $\theta > \frac{\pi}{2}$ la legge analitica cambia, come già detto.

Dalla [40] si ricava [2]:

$$G_n = 2(n+1) \qquad [41]$$

Sostituendo la [39] nella [29] e tenendo conto della [41] si ha:

$$\sigma = 2(n+1) \left[\operatorname{ctg} \frac{\psi}{2} \int_o^\psi \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cos^{n/2} \theta\, d\theta\right]^2 \qquad [42]$$

Dalla [42] per $n = 2$ si ha [3]:

$$\sigma = 24 \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi}{2} \left[\operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2} + \ln \cos \frac{\psi}{2}\right]^2 \qquad [43]$$

Utilizzando la [38] possiamo trovare, per un illuminatore avente una emissione regolata dalla [39] con $n = 2$ il valore ottimo dell'apertura angolare. Sostituendo si ha:

$$\sqrt{6} \operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2} \cos \psi = \frac{1}{2} \sqrt{6} \int_o^\psi \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cos \theta\, d\theta$$

da cui, tenendo presente il valore dell'integrale ricavato nella [3]:

$$\operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2} \cos \psi = \operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2} + \ln \cos \frac{\psi}{2}$$

---

(2) Infatti:

$$\int_o^{\pi/2} \cos^n \theta \operatorname{sen} \theta\, d\theta = -\int_o^{\pi/2} \cos^n \theta\, d \cos \theta = -\left[\frac{\cos^{n+1} \theta}{n+1}\right]_o^{\pi/2} = +\frac{1}{n+1}$$

sostituendo tale valore nella [40] si ricava immediatamente la [41].

(3) Vedi nota a pag. 392.

Tale equazione è soddisfatta per $\psi \simeq 66°$.

Dalla [42] per $n = 4$ si ha invece [4]:

$$\sigma = 40 \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi}{2} \left[\operatorname{sen}^4 \frac{\psi}{2} + \ln \cos \frac{\psi}{2} \right]^2 \qquad [44]$$

Utilizzando la [38] possiamo trovare il valore ottimo dell'apertura angolare per un'antenna a riflettore parabolico il cui illuminatore abbia un'emissione data dalla [39] con $n = 4$. Sostituendo si ha:

$$\sqrt{10} \operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2} \cos^2 \psi = \frac{1}{2} \sqrt{10} \int_o^{\psi} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cos^2 \theta \, d\theta$$

da cui, tenendo presente il valore dell'integrale ricavato nella [4]:

$$\operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2} \cos^2 \psi = - \operatorname{sen}^4 \frac{\psi}{2} - \ln \cos \frac{\psi}{2} \qquad [44\,a]$$

Tale equazione è soddisfatta per $\psi = 53°$.

Omettendo ulteriori sviluppi analoghi riportiamo in fig. 9 l'andamento del fattore d'illuminazione σ in funzione dell'apertura angolare ψ per antenne paraboliche aventi illuminatori caratterizzati da una legge di emissione data dalla [39] con vari valori di n. Si nota immediatamente che quanto maggiore è n, cioè quanto è più direttivo l'illuminatore e più stretto il suo lobo d'emissione, tanto minore risulta l'apertura angolare ottima e quindi, a parità di diametro dell'apertura del parabolide, tanto maggiore risulta (vedi relazione [5]) la lunghezza focale ottima. Facciamo notare altresì che i valori del fattore di illuminazione ottenuti e riportati in fig. 9 sono notevolmente maggiori di quelli ottenibili in pratica. Ciò è dovuto alla legge di emissione, la [39], assunta per l'illuminatore, che è, senza dubbio, una legge idealizzata, in quanto esclude che l'illuminatore stesso irradi energia per $\theta > \frac{\pi}{2}$, cosa questa pressochè irrealizzabile in pratica. Ciò tuttavia comporta soltanto una variazione di scala sulle ordinate della fig. 9, ma l'andamento delle curve resta invariato ed in particolare il valore ottimo dell'apertura angolare non subisce modifica alcuna.

(continua)

---

[3] Infatti per $n = 2$ la [42] diviene:

$$\sigma = 6 \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi}{2} \left[\int_o^{\psi} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cos \theta \, d\theta \right]$$

ricordando la relazione trigonometrica $\cos \theta = 2 \cos^2 \frac{\theta}{2} - 1$ si ha:

$$\int_o^{\psi} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cos \theta \, d\theta = 2 \int_o^{\psi} \frac{\operatorname{sen} \frac{\theta}{2}}{\cos \frac{\theta}{2}} \left[2 \cos^2 \frac{\theta}{2} - 1 \right] d \left(\frac{\theta}{2} \right) = 2 \left[\int_o^{\psi} 2 \operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2} \, d \left(\frac{\theta}{2} \right) - \int_o^{\psi} \frac{\operatorname{sen} \frac{\theta}{2}}{\cos \frac{\theta}{2}} \, d \left(\frac{\theta}{2} \right) \right] =$$

$$= 2 \left[\int_o^{\psi} 2 \operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \, d \left(\operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \right) + \int_o^{\psi} \frac{d \left(\cos \frac{\theta}{2} \right)}{\cos \frac{\theta}{2}} \right] = 2 \left[\operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2} + \ln \cos \frac{\psi}{2} \right]$$

sostituendo si ricava direttamente la [43].

[4] Infatti per $n = 4$ la [42] diviene:

$$\sigma = 10 \operatorname{ctg}^2 \frac{\psi}{2} \left[\int_o^{\psi} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cos^2 \theta \, d\theta \right]^2$$

ricordando la relazione trigonometrica:

$$\cos^2 \theta = \left(2 \cos^2 \frac{\theta}{2} - 1 \right)^2 = 4 \cos^4 \frac{\theta}{2} - 4 \cos^2 \frac{\theta}{2} + 1$$

si ha:

$$\int_o^{\psi} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cos^2 \theta \, d\theta = 4 \int_o^{\psi} \cos^3 \frac{\theta}{2} \operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \, d\theta - 4 \int_o^{\psi} \cos \frac{\theta}{2} \operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \, d\theta + \int_o^{\psi} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \, d\theta .$$

Ora si ha successivamente:

$$4 \int_o^{\psi} \cos^3 \frac{\theta}{2} \operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \, d\theta = 8 \int_o^{\psi} \left(1 - \operatorname{sen}^2 \frac{\theta}{2} \right) \operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2} \, d \left(\frac{\theta}{2} \right) = 8 \int_o^{\psi} \left(\operatorname{sen} \frac{\theta}{2} - \operatorname{sen}^3 \frac{\theta}{2} \right) d \left(\operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \right) =$$

$$= 8 \left[\frac{1}{2} \operatorname{sen}^2 \frac{\theta}{2} - \frac{1}{4} \operatorname{sen}^4 \frac{\theta}{4} \right]_o^{\psi} = 4 \operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2} - 2 \operatorname{sen}^4 \frac{\psi}{2}$$

$$- 4 \int_o^{\psi} \cos \frac{\theta}{2} \operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \, d\theta = - 8 \int_o^{\psi} \cos \frac{\theta}{2} \operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \, d \left(\frac{\theta}{2} \right) = - 8 \int_o^{\psi} \operatorname{sen} \frac{\theta}{2} \, d \operatorname{sen} \left(\frac{\theta}{2} \right) = - 8 \left[\frac{1}{2} \operatorname{sen}^2 \frac{\theta}{2} \right]_o^{\psi} = - 4 \operatorname{sen}^2 \frac{\psi}{2}$$

$$\int_o^{\psi} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \, d\theta = 2 \int_o^{\psi} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \, d \left(\frac{\theta}{2} \right) = -2 \left[\ln \cos \frac{\theta}{2} \right] = -2 \ln \cos \frac{\psi}{2}$$

Sommando i vari termini si ha:

$$\int_o^{\psi} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cos^2 \theta \, d\theta = -2 \left(\operatorname{sen}^4 \frac{\theta}{2} + \ln \cos \frac{\theta}{2} \right)$$

sostituendo si ricava direttamente la [44].

Un lutto del mondo scientifico

Il 5 Agosto del c.a., in seguito ad un attacco cardiaco moriva improvvisamente a Ulm/Donau il Prof. Dott. Ing. e.h. HANS RUKOP all'età di 75 anni.

Il professor Rukop apparteneva alla schiera degli scienziati che hanno iniziato l'epoca dell'elettronica in genere ed in particolare hanno contribuito allo sviluppo della tecnica del vuoto.

Nel 1914 il defunto faceva parte della Telefunken e ne dirigeva il reparto sviluppo valvole; in seguito, quale pioniere della tecnica elettronica tedesca, veniva eletto membro del consiglio direttivo della Società, al quale appartenne fin nel 1950. Dopo di chè collaborò ancora quale consulente scientifico.

Nel 1953 per le opere compiute il Prof. Dott. Ing. Rukop veniva insignito della Croce al merito della Repubblica Federale Tedesca ed inoltre venne nominato titorale di cattedra di fisica tecnica presso l'Università di Colonia. Si deve alla sua opera e ai suoi studi se l'Università di Colonia assunse alta rinomanza nel campo degli studi della ionosfera.

Uno speciale merito acquisiva il Prof. Rukop per il suo fattivo contributo alla ricostruzione degli stabilimenti Telefunken, nella Germania Occidentale, distrutti durante l'ultimo conflitto mondiale.

Egli fu inoltre nominato Dottore « honoris causa » dalla Scuola Superiore Tecnica di Braunschweig, in occasione del secondo centenario dalla fondazione.

Altre onorificenze sono state concesse al Prof. Rukop da vari Istituti, tra il quali quella dell'Associazione Tedesca degli Inventori, del Ministero delle Poste e Telecomunicazioni, della Società delle ricerche astrofisiche di Bonn della quale era presidente.

La dipartita del Prof. Rukop significa per la scienza elettronica e radiotecnica e per l'astrofisica la perdita di un insigne scienziato e per la Telefunken in modo speciale quella di un illustre e affezionato collaboratore. *(t.r.t.)*

L'Explorer IV per la soluzione del mistero delle radiazioni spaziali

I dati trasmessi dalle emittenti collocate a bordo dell'Explorer IV, lanciato come è noto il 26 luglio da Cape Canaveral, indicano che il satellite incontra lungo la sua orbita radiazioni ad alta energia dotate di un forte potere di penetrazione.

Questo è quanto rivelano i dati inoltrati dalle stazioni di rilevamento di Woomera, in Australia, e di Lima, nel Perù, alla Facoltà di Fisica dell'Università dello Iowa che ha curato la progettazione del corredo di apparecchi del satellite e che funge da centro di raccolta e di interpretazione dei dati trasmessi dall'Explorer IV.

Commentando i primi risultati dell'esame dei dati pervenuti sinora, Carl McIlwain, assistente del Dr. James Van Allen, vice-Presidente del Gruppo Tecnico per il Programma americano dei satelliti e preside della Facoltà di Fisica della Università dello Iowa, ha dichiarato che le informazioni provenienti dale stazioni di rilevamento situate nell'emisfero australe sono più importanti di quelle provenienti dall'emisfero settentrionale, in quanto nel primo l'orbita dell'Explorer raggiunge il suo apogeo ad una quota di circa 2196 chilometri. McIlwain ha dichiarato inoltre che talune delle informazioni finora ricevute sono « sorprendenti », ma ha aggiunto che per trarne conclusioni definitive sarà opportuno attendere l'elaborazione di ulteriori dati.

Com'è noto, infatti, l'Explorer IV è stato particolarmente studiato e attrezzato in modo da fornire informazioni atte a gettare luce sulla natura della fascia di radiazioni di alta intensità che s'incontrano nello spazio a quote superiori ai 960 chilometri e che non si sa bene se provengano dal sole, dallo spazio stesso o siano dovute ad altri fenomeni di natura ignota.

A questo scopo l'ultimo satellite scientifico lanciato dagli Stati Uniti nel quadro dell'Anno Geofisico Internazionale è stato attrezzato, oltre che con due trasmettitori, con quattro strumenti di particolare sensibi ità: due contatori Geiger e due contatori a scintillazione particolarmente studiati e perfezionati. Uno dei Geiger ha una sensibilità tale da essere in grado di effettuare il conteggio delle radiazioni con una rapidità 1500 volte superiore a quella degli apparati di rilevazione installati sugli altri Explorer. L'altro, inece è stato schermato con un sottile strato di piombo al fine di misurare l'assorbimento delle radiazioni e calcolare l'intensità delle particelle ad alta energia che investono il satellite, onde fornire precise informazioni sull'opportunità di usare schermature di piombo per tutelare contro le radiazioni i futuri veicoli spaziali.

Quanto ai contatori a scintillazione, essi provvedono alla misura del flusso di energia tra le particelle dei raggi cosmici.

I rivelatori dei contatori a scintillazione consistono in cristalli di ioduro di cesio incollati su un lato delle valvole elettroniche, meglio note come fotomoltiplicatori. I cristalli translucidi emettono sprazzi di luce allorquanto le radiazioni li attraversano. I fotomoltiplicatori provvedono ad aplificare successivamente gli impulsi luminosi in maniera che possano essere individuati elettricamente. In tal modo, le particelle ad alta energia nello spazio sono trasformate in un primo tempo in luce e quindi in correnti elettriche misurabili entro il satellite. Le tenui correnti elettriche sono infine captate e amplificate attraverso una serie di circuiti.

I quattro canali separati di informazioni, provenienti dai due contatori Geiger e dai due contatori a scintillazione, sono infine miscelati in una nota multipla in ciascuna delle due trasmittenti installate sul satellite. Le due trasmittenti saranno in grado di inviare alle stazioni al suolo le loro informazioni per circa due mesi, cioè per la durata prevista delle batterie delle quali il satellite è dotato.

Com'è noto l'Explorer IV è stato lanciato alle ore 16 del 26 luglio dal Centro sperimentale di Capo Canaveral in Florida, mediante un razzo vettore a quattro stadi Jùpiter-C e sei minuti dopo il lancio è entrato in orbita. Il satellite, che pesa circa 17,5 kg. ed è pertanto il più pesante dei satelliti lanciati sinora dagli Stati Uniti, è stato lanciato in direzione nord-est con una inclinazione di 51° rispetto all'Equatore e pertanto descrive un'orbita che passa al di sopra della parte meridionale dell'Unione Sovietica, di tutto il territorio degli Stati Uniti e di gran parte dell'emisfero meridionale. Il satellite compie un giro completo intorno al globo ogni 110 minuti e la sua orbita sale all'apogeo a 2196 chilometri e scende al perigeo a 261 chilometri di quota. La velocita dell'Explorer IV si calcola sia di 28.800 chilometri orari al perigeo e di 22.400 all'apogeo.

L'Explorer IV, la cui denominazione scientifica è « Epsilon 1958 », ha così raggiunto nello spazio gli altri due satelliti americani di prova che tuttora girano intorno alla terra, l'« Explorer I » e il « Vanguard I ». L'« Explorer II » non entrò in orbita, mentre l'« Explorer III » si è disintegrato alla fine del giugno scorso, dopo essere rimasto in orbita tre mesi.

All'atto del lancio dell'Explorer IV, il Dr. James Van Allen, dopo aver dato notizia delle caratteristiche tecniche del nuovo satellite ne ha illustrato la funzione e l'importanza con le seguenti dichiarazioni: « Gli esperimenti che questo satellite consentirà di portare a termine, elaborati e preparati dagli scienziati dell'Università dello Iowa, potranno contribuire in maniera significativa ad arricchire le nostre conoscenze sulle radiazioni corpuscolari che si incontrano nello spazio extraatmosferico. Sotto questo riguardo, il satellite completerà l'opera iniziata dai satelliti 'Alfa 1958' e 'Gamma 1958', che per primi hanno rivelato l'esistenza di radiazioni di grande intensità a quote superiori al 1000 chilometri.

« La comunità scientifica mondiale è stata informata di questo lancio in conformità delle normali procedure previste per l'Anno Geofisico Internazionale. Tutte le informazioni necessarie per l'osservazione, sia visiva che radiofonica, dell''Epsilon 1958' verranno trasmesse prontamente alle altre nazioni interessate e le informazioni raccolte dal satellite, come da tutti gli altri satelliti lanciati dagli Stati Uniti nel quadro dell'AGI, verranno comunicate non appena disponibili, a tutti gli altri paesi che partecipano all'AGI ». *(u.s.)*

Il rapporto tra attività solare e raggi cosmici nella relazione di un gruppo di scienziati americani per l'AGI

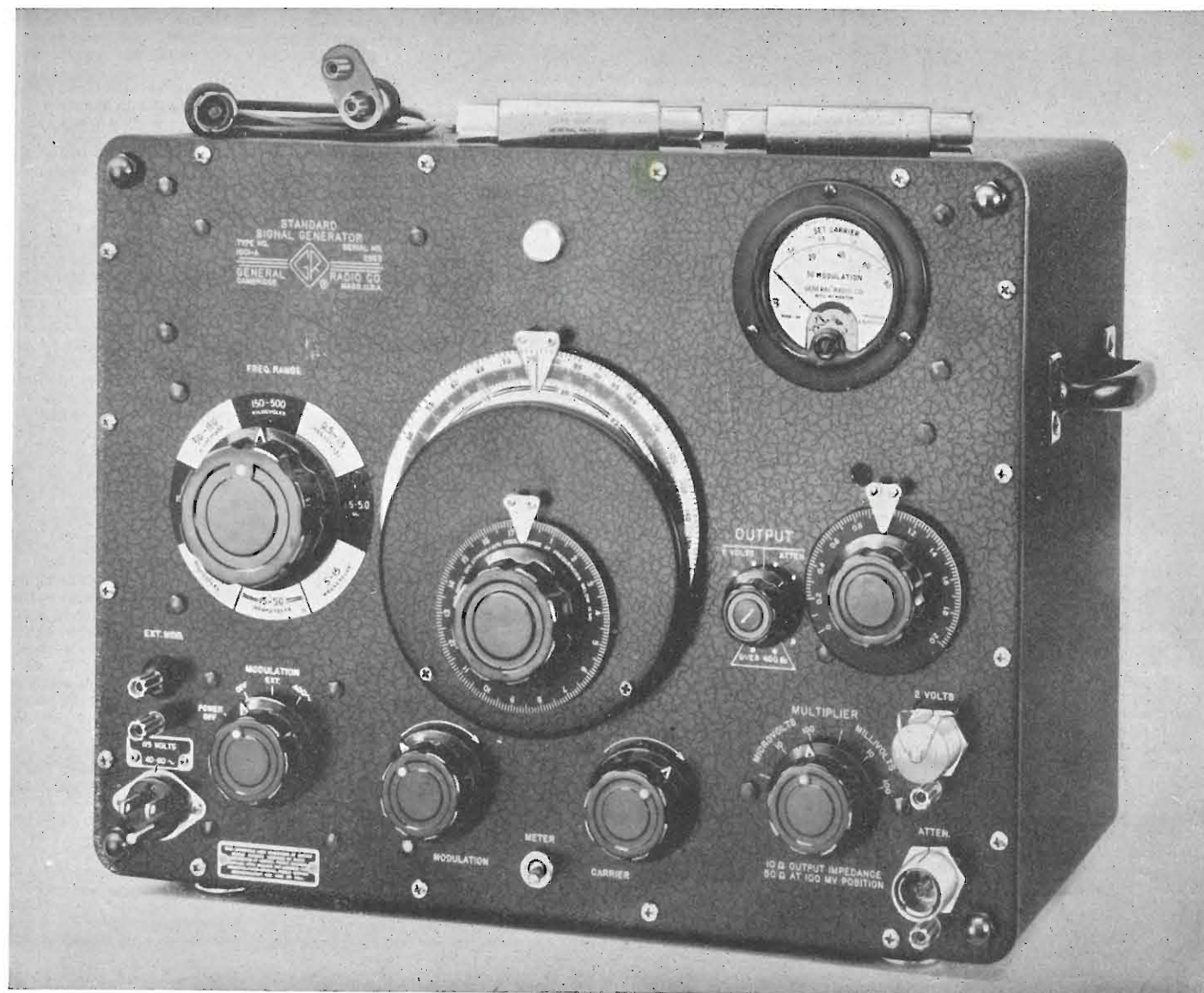
È stata pubblicata in questi giorni a Washington una relazione che riassume i risultati delle ricerche relative ai raggi cosmici condotte dagli scienziati di dieci tra i più importanti istituti degli Stati Uniti. Da tale relazione, che il dott. Scott E. Forbush, del Dipartimento per il Magnetismo Terrestre della Carnegie Institution di Washington e capo del Gruppo Tecnico americano per le ricerche sui raggi cosmici dell'Anno Geofisico Internazionale, ha presentato contemporaneamente alla V Assemblea Generale del Comitato Speciale per l'AGI attualmente riunita a Mosca, risulta che gli scienziati americani sono giunti a concludere che l'intensità delle radiazioni cosmiche è soggetta a forti variazioni, le quali sarebbero causate da fenomeni elettromagnetici che hanno origine nel sole.

Sebbene si conosca da circa mezzo secolo la esistenza dei raggi cosmici, la loro origine e la loro natura rappresentano tuttora un mistero, la cui soluzione potrebbe appunto essere facilitata ove venisse definitivamente provato che il sole influenza i fenomeni prodotti dai raggi cosmici.

Com'è noto lo studio dei raggi cosmici rappresenta uno dei principali obiettivi dell'Anno Geofisico Internazionale e appunto per tale ragione i limiti di esso — dall'11 luglio 1957 al 31 dicembre 1958 — sono stati fatti coincidere con un periodo di intensa attività solare, la quale peraltro è stata ancora maggiore di quanto si prevedesse.

Una delle conclusioni più importanti esposte nella relazione presentata dal dott. Forbush è quella cui è giunto il dott. John A. Simpson dell'istituto Enrico Fermi dell'Università di Chicago, e cioè che l'equatore dei raggi cosmici passa ad ovest dell'equatore magnetico (cioè quella linea immaginaria che passa per i punti della superficie terrestre dove l'inclinazione magnetica è nulla). L'equatore dei raggi cosmici è definito come quella circonferenza della terra in cui la intensità delle radiazioni che raggiungono il globo è minima. Finora si pensava che esso coincidesse con l'equatore magnetico, mentre le attuali risultanze dimostrano che non è così.

Un altro risultato importante che emerge dalla relazione è la constatazione che l'intensità dei raggi cosmici diminuisce con l'aumentare delle macchie solari e che durante il 1957 sono state rilevate notevoli diminuzioni dell'intensità della radiazione cosmica in coincidenza con tempeste magnetiche.

Gli istituti americani che hanno partecipato alle ricerche sui raggi cosmici per l'Anno Geofisico Internazionale sono: Il Dipartimento per il Magnetismo Terrestre della Carnegie Institution di Washington, l'Università del Minnesota, la Fondazione di Ricerche Bartol, l'Università del New Hampshire, l'Università della California, il Centro di Ricerche dell'Aeronautica, la Direzione delle Ricerche Geofisiche, l'Università dello Iowa e quella del Maryland. *(u.s.)*

Un Classico Generatore di Alta Frequenza*

E' uno strumento particolarmente robusto, progettato per la messa a punto dei radioricevitori. E' largamente diffuso nei Laboratori cosicchè meritatamente si può ritenere che esso rientra tra quegli strumenti che maggiormente hanno contribuito al moderno sviluppo della tecnica elettronica.

a cura del dott. ing. Franco Simonini

IL MODELLO che qui presentiamo permette, grazie ai moderni criteri con cui è stato progettato, una gamma molto estesa di lavoro dai 5 kHz ai 50 MHz (un rapporto 1 a 1000 tra frequenza minima e frequenza massima generata). Per questo motivo le prestazioni sono molteplici, lo strumento può infatti venir anche utilizzato per l'alimentazione di ponti a radiofrequenza e per misure di intensità di campo. La banda dai 5 kHz ai 0,5 MHz permette inoltre tutta una gamma di applicazioni nel campo degli ultrasuoni.

L'impiego fondamentale per cui lo strumento è stato progettato rimane però sempre lo studio e la messa a punto di radioricevitori. Per la precisione e sopratutto per il ridottissimo campo disperso questo standard è essenzialmente uno strumento da laboratorio ma per la robustezza e la facilità e sicurezza delle commutazioni esso può venir utilizzato anche nel collaudo di produzione.

(*) Generatore di segnali standard, tipo 1001-A. Lo strumento è costruito dalla General Radio Co. rappresentata in Italia dalla Ditta Ing. S. e Dr. Guido Belotti, Milano.

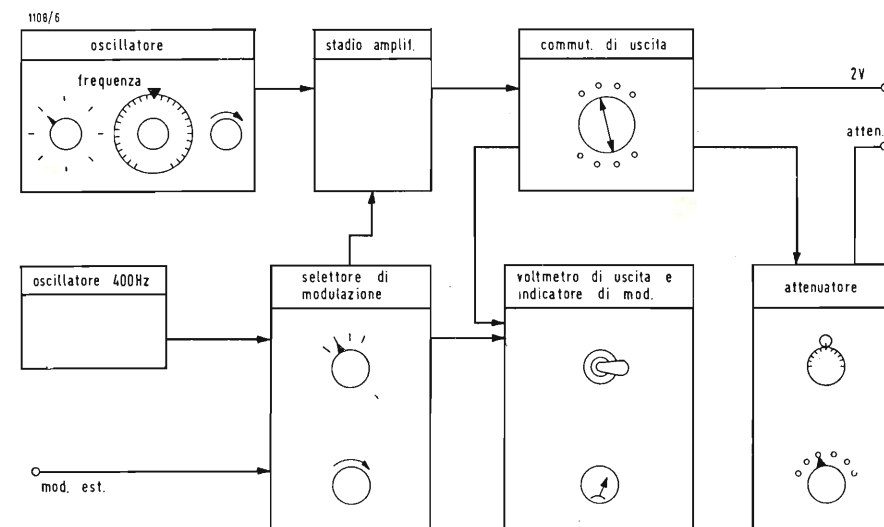



Fig. 2 - Schema funzionale a blocchi.

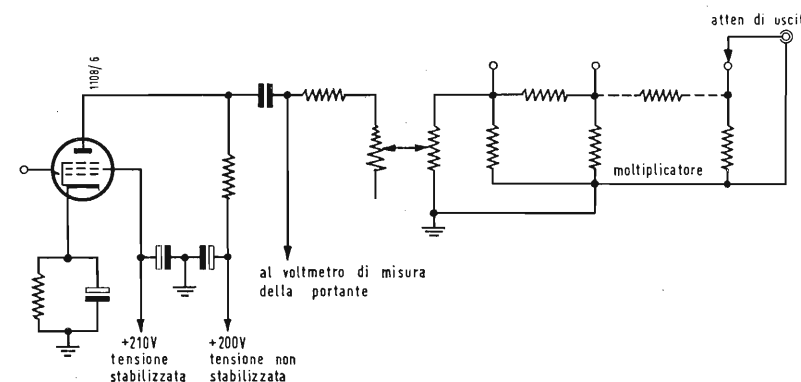



Fig. 3 - Schema semplificato dall'amplificatore e dello stadio di uscita.

1. - LE PRESTAZIONI DELLO STRUMENTO.

1.0.1. - Bande di frequenza portante:

da 5 kHz a 50 MHz in 8 gamme a lettura diretta: da 5 a 16 kHz; da 15 a 50 kHz; da 50 a 150 kHz; da 150 a 500 kHz; 0,5 a 1,5 MHz; da 1 a 5 MHz; da 5 a 15 MHz; da 15 a 50 MHz.

1.0.2. - Calibrazione di frequenza:

logaritmica fino a 15 MHz, leggermente discosta dalla logaritmica per le frequenze superiori. Precisione $\pm 1\%$ costante su ogni punto della scala, dato l'andamento logaritmico della stessa.

1.0.3. - Scala di frequenze di incremento:

fino ai 15 MHz l'incremento di frequenze è del 0,1% per ogni divisione di scala.

1.0.4. - Stabilità di frequenza:

lo scarto di frequenza per effetto termico è dell'ordine del 0,25%. Una metà di questo massimo scostamento viene raggiunto in un'ora e mezza.

1.0.5. - Tensione di uscita:

alla boccola di uscita dell'attenuatore a circuito aperto la tensione di uscita può venir regolata con continuità da 0,1 μV a 200 mV. Con il cavo di uscita chiuso sulla sua impedenza all'estremo la tensione è invece regolabile da 0,05 μV a 100 mV.

Da un bocchettone separato è possibile ricavare un'uscita, a circuito aperto di 2 V. La tensione di uscita è direttament indicata dalla lettura del voltmetro disposto sul pannello che ha il contrassegno relativo alla posizione fissa di calibrazione di uscita stabilita appunto sui 2 V di uscita.

Questa tensione è disponibile almeno fino ai 15 MHz.

1.0.6. - Impedenze di uscita:

l'impedenza di uscita al bocchettone dell'attenuatore è di 10 Ω tranne che per le posizioni di uscita più elevate per le quali l'impedenza sale a 50 Ω.

L'impedenza di uscita alla terminazione del cavo è di 24 Ω.

L'impedenza di uscita al bocchettone da 2 V sul pannello è di 300 Ω.

Il divisore di tensione 100 : 1, tipo 1000-P3, introduce un'impedenza di uscita di 1 Ω. L'antenna fittizia tipo 1000 P4 introduce un'impedenza standard secondo le norme IRE e l'antenna a spire tipo 1000-P10 permette la generazione di un campo tarato per il controllo di ricevitori con antenna a ferrite.

Precisione della tensione di uscita: per frequenze sotto i 10 MHz quando per la lettura è quasi fondo scala o pressapoco a 1/10 della scala la tensione di uscita è precisa al $\pm$ 6% + 0,1 μV. Con una lettura nella zona centrale della scala l'errore potrà superare il $\pm$ 4%. Per frequenze superiori ai 10 MHz quando la lettura è prossima al fondo scala la tensione di uscita raggiunge un'approssimazione del $\pm$ 10% + 0,3 μV e l'errore potrà superare anche il 10% per letture inferiori sulla scala del voltmetro di uscita.

La precisione a circuito aperto della lettura di 2 V ai capi del bocchettone relativo è del $\pm$ 3% fino ai 15 MHz.

1.0.7. - Modulazione di ampiezza:

regolabile da 0 all'80%. La percentuale di modulazione è indicata dallo strumento sul pannello ed è approssimata al $\pm$ 10% del valore indicato con un possibile errore addizionale del 2% nel livello di modulazione.

La frequenza di modulazione interna è di 400 Hz $\pm$ 5%.

Per permettere l'80% di modulazione l'oscillatore audio applicato dall'esterno deve fornire una tensione di 12 V su di un carico di 4000 Ω (36 mW).

1.0.8. - Modulazione di frequenza:

per l'80% di modulazione di ampiezza la occasionale modulazione di frequenza varia da 30 a 300 parti per milione su ogni campo di frequenza portante tranne che per il campo di frequenza più elevata da 15 a 50 MHz per il quale la modulazione di frequenza può essere fino a 3 volte più grande. Per percentuali inferiori di modulazione, la modulazione di frequenza è all'incirca proporzionale alla percentuale di modulazione.

Per applicazioni sopra i 20 MHz quando occorra una ridottissima percentuale di modulazione di frequenza conviene utilizzare il modulatore di ampiezza a cristallo tipo: 1000-P6.

1.0.9. - Distorsione della frequenza portante:

dell'ordine del 7% su tutte le gamme eccetto che sulla più bassa per

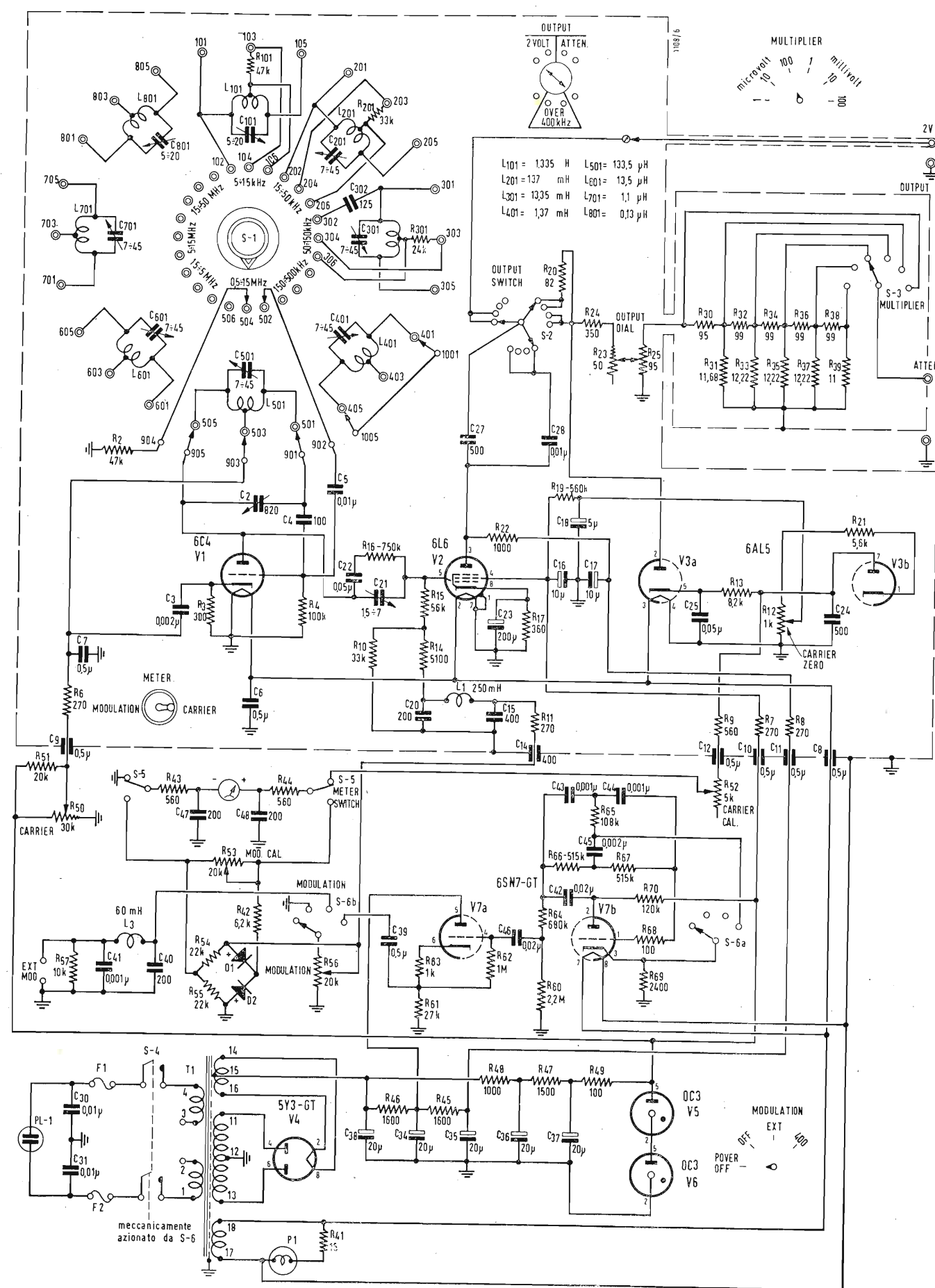



Fig. 4 - Schema elettrico completo del generatore tipo 1001-A.

la quale la distorsione può raggiungere il 15%.

1.0.10. - Distorsione da modulazione:

minore dell'8% per una modulazione di ampiezza dell'80%.

1.0.11. - Livello di spurie:

le frequenze spurie presenti nella portante corrispondono circa allo 0,1% di modulazione.

1.0.12. - Campo spurio:

ad 1 MHz, a 60 cm di distanza dal generatore, il campo che può sfuggire allo schermaggio del generatore è inferiore a 1 μV/metro.

1.0.13. - Alimentazione:

da 105 a 125 e da 210 a 250 V, 40 $\div$ 60 Hz. Potenza assorbita circa 65 W a 115 V.

1.0.14. - Tubi impiegati:

1 — 6C4	1 — 5Y3 — GT
1 — 6L6	2 — 0C3
1 — 6AL5	1 — 6SN7 — GT

2. - LO SCHEMA ELETTRICO.

Il generatore vero e proprio è racchiuso a parte con l'amplificatore separatore in un'unico chassis convenientemente schermato. Vedi fig. 4.

La valvola oscillatrice 6C4 viene collegata in circuito Colpitts mediante una torretta girevole che reca gli 8 circuiti di sintonia. Per ogni circuito sono disponibili 6 commutazioni. Le gamme più elevate di frequenza dai 150 $\div$ 500 kHz ai 15 $\div$ 50 MHz utilizzano solo tre di questi collegamenti; per le altre tre gamme di frequenza inferiori ai 150 kHz, mentre con una resistenza verso massa viene ridotta la tensione anodica, con un altro collegamento viene aggiunto un condensatore da 10 000 pF in parallelo ai 100 pF di griglia.

Con queste disposizioni circuitali si riduce l'uscita sulle gamme di frequenza più basse che permettono un maggiore livello dal generatore e si facilita l'accoppiamento di griglia.

Un collegamento a parte cortocircuita l'avvolgimento di frequenza immediatamente superiore come gamma a quello di lavoro. Evidentemente si temeva che il circuito entrasse in risonanza con il compensatore, introducendo delle perdite. La polarizzazione del triodo è in parte automatica di catodo e in parte per falla di griglia a mezzo di una resistenza da 100 kΩ. Come buona norma prudenziale anche il filamento è stato bypassato con un condensatore da 0,5 μF.

L'alimentazione di placca tramite un condensatore passante fa capo alla presa centrale di un potenziometro che permette di regolare il livello della radiofrequenza generata.

La valvola separatrice, amplificatrice, modulatrice, è una 6L6. Si è evidentemente preferita una valvola di forte corrente ad alta pendenza in modo da farla funzionare in classe A con ridotto carico anodico e quindi su di una banda piuttosto vasta. La resistenza posta in placca è infatti di soli 1000 Ω e l'impedenza complessiva degli altri collegamenti alla placca del tubo fino al bochettone da 2 V è di soli 30 Ω come dalle caratteristiche dichiarate dalla casa. È solo così che si possono ottenere con una certa facilità delle buone caratteristiche di risposta fino ai 50 MHz.

In griglia della 6L6 però un circuito di accoppiamento è stato applicato proprio allo scopo di migliorare la risposta sulle frequenze più elevate. Un condensatore da 50 000 pF con in serie una resistenza da 750 Ω è infatti disposto in parallelo con un compensatore da 1,7 $\div$ 7 pF.

In questo modo le frequenze più basse vengono attenuate dalla resistenza in serie al condensatore di forte valore mentre per le più elevate questo attenuatore viene eliminato dal compensatore sia pur di debole valore.

La fig. 3 mostra in sintesi lo schema di questo circuito di amplificazione. Dalla placca viene direttamente prelevata la radio frequenza per il circuito di uscita ad alto livello (2 V). Data la bassa impedenza di uscita anche qui si impone il problema del condensatore di accoppiamento per le frequenze più basse; così come nella torretta dei circuiti di generazione della radio frequenza con una commutazione si dispone un condensatore da 10 000 pF in parallelo ad uno da 500 pF; alle commutazioni provvede l'OUTPUT SWITCH che con comando manuale:

— interrompe o chiude il circuito verso l'uscita di 2 V;
— inserisce o meno il condensatore da 10 000 (a partire dai 5 kHz fino ai 400 kHz).
— inserisce o esclude una resistenza verso il circuito di attenuazione a seconda che rispettivamente venga o meno messa in circuito l'uscita di 2 V.

Si tratta in sostanza di un commutatore con tre vie e quattro posizioni.

Il comando di attenuazione è ottenuto in modo continuo con un doppio potenziometro in modo da mantenere costante l'impedenza e quindi la tensione di uscita verso l'amplificatore.

Seguono 5 cellule di attenuazione ad L di 50 Ω di impedenza caratteristica a scatto decadico di attenuazione con cui si scende da 0,1 V a 1 μV.

È naturalmente dalla particolare costruzione blindata in scatole di fusione che dipende la buona riuscita dello strumento oltre che dalle schermature del gruppo di alta frequenza. La G.R. afferma comunque di aver ottenuto a 60 cm di distanza dal generatore a 1 MHz un campo spurio di solo 1 μV/metro.

Quando non viene impiegato, sempre allo scopo di evitare fughe di RF, il bocchettone dell'uscita a 2 V viene chiuso con un apposito tappo metallico come indicato in fig. 1.

Il comando della tensione di uscita (CARRIER) che comanda l'anodica della 6C4 viene regolato sulle indicazioni del voltmetro a radio frequenza che controlla la tensione in placca alla 6L6.

Viene impiegata una 6AL5 che con un diodo raddrizza una semionda mentre con l'altro viene bilanciata la corrente a riposo del primo diodo. Le due correnti scorrono infatti l'una in senso inverso all'altra e vengono regolate da un potenziometro CARRIER ZERO che effettua la messa a zero dell'indice dello strumento. In sostanza la corrente del secondo diodo viene aumentata o ridotta con una piccola tensione positiva applicata al catodo.

La tensione raddrizzata viene inviata tramite un primo circuito di filtro costituito da una resistenza e da un condensatore passante da 0,5 μF ad una resistenza variabile con cui è pos-

Fig. 5 - a) Caratteristiche dell'antenna artificiale, tipo 1000-P4; b) partitore di tensione, tipo 1000-P3; c) antenna artificiale standard, tipo 1000 P4; d) antenna circolare schermata, tipo 1000-P10.

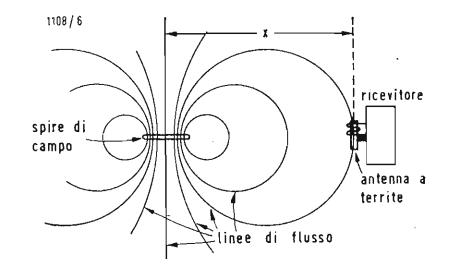



Fig. 6 - Circuito di accoppiamento per radioricevitori con antenna a ferrite.

sibile ritoccare la sensibilità dello strumento.

La modulazione della radio frequenza viene ottenuta alimentando la griglia della 6L6 con una tensione di bassa frequenza inviata dall'esterno o generata localmente nello strumento.

Nel primo caso sono necessari 12 V su di un carico circa 4000 Ω (36 mW) per ottenere una modulazione dell'80%. Nel secondo caso un generatore RC interno allo strumento composto da una 6SN7 operante con una sezione come oscillatore RC e con la seconda sezione a triodo come trasferitore di catodo alimenta il potenziometro con cui si regola la tensione inviata in griglia alla 6L6 e per conseguenza la profondità di modulazione.

La percentuale di modulazione viene in ogni caso controllata dallo strumento che viene alimentato tramite un ponte di diodi al silicio 1N34-A. Una piccola resistenza variabile posta in derivazione allo strumento permette di tarare la scala della percentuale di modulazione.

Il commutatore che permette di scegliere le modalità di modulazione permette anche di interrompere con un doppio contatto il circuito di linea in c.a. che alimenta lo strumento, Si hanno quindi a partire da sinistra verso destra 4 posizioni: apparato spento, radio frequenza non modulata, modulazione esterna, modulazione interna.

Nel caso di radio frequenza non modulata il commutatore chiude verso massa la griglia controllo della 6L6. Una sezione a ponte del commutatore la S_{6A}, permette di far innescare l'oscillatore *RC* del generatore di bassa frequenza a 400 Hz.

Due circuiti di filtro passa basso evitano sia ogni fuga di Radio frequenza che ogni entrata dai bocchettoni della modulazione esterna.

Il primo filtro è posto sulla griglia della 6L6 in serie al circuito di modulazione ed è composto da una resistenza da 270 Ω che con un condensatore passante da 400 pF realizza una prima cellula *RC* e da un'induttanza da 250 mH con due condensatori da 400 e 200 pF in circuito pi-greca.

Un altro circuito pi-greca è disposto all'entrata della bassa frequenza di modulazione esterna: un'induttanza di 60 mH due condensatori da 200 e 10000 pF.

Il commutatore METER SWITCH permette il collegamento dello strumento al circuito di misura della radio frequenza o della bassa frequenza di modulazione. L'alimentazione dello strumento è del tutto convenzionale.

Il trasformatore ha il primario composto di due avvolgimenti che vanno disposti in parallelo per i 110 V di alimentazione a c.a. rete e in serie per i 220. Una 5Y3 raddrizza le due semionde mentre una serie di filtri *RC* livella la tensione che viene stabilizzata da due tubi al neon OC3 in modo da alimentare con una tensione stabile sia la griglia schermo della 6L6 che la placca della 6C4, ed il circuito del diodo di compensazione della 6AL5.

3. - IMPIEGO PRATICO DELLO STRUMENTO.

Il cavo di connessione va caricato al terminale con 50 Ω di chiusura. Con l'inserzione dell'attenuatore schermato di fig. 5 è possibile ottenere un'attenuazione aggiuntiva nel rapporto 1 a 100. L'Institute of Radio Engineers (One East 79 th Street, New York, 21 New York) fornì nel '48 i nuovi standard per la misura di ricevitori AM di uso civile e nel Settembre del '55 sul Proceedings of IRE un « metodo per la misura di ricevitori impieganti antenna a ferrite ». In pratica per la misura dei ricevitori comuni si fa uso di un'antenna fittizia tipo 1000P4 di caratteristiche standard. Essa lavora con 25 Ω di impedenza caratteristica che viene attenuata quando il cavo venga a terminare con una chiusura a 50 Ω (tipo 1000 P1). Con i valori indicati in figura 5 l'antenna fittizia od attacco per cavo coassiale ha un andamento di impedenza come quello indicato a parte sempre in fig. 5.

Per la misura di ricevitori con antenna a spira (vale a dire con il circuito di sintonia di aereo disteso a formare un certo numero di spire di telaio) può convenire impiegare il riduttore di tensione 50/1 Ω indicato in fig. 5 ed inserire la resistenza da 1 Ω nel circuito delle spire.

Un altro mezzo è quello di collegare un telaio costituito da 3 spire schermate elettrostaticamente e collegate come indicato in fig. 5. Il gruppo di resistenze da 57 Ω e 390 Ω permette una buona chiusura del cavo coassiale ed una corrente costante nelle spire (di 25 cm di diametro) fino ad una frequenza di 3 MHz.

In fig. 6 è indicata la disposizione da realizzare per la misura della sensibilità di ricevitori con antenna a ferrite. Il libro di istruzioni allegato allo strumento permette di ricavare il campo (μV/m) in funzione della distanza *x*.

Con i metodi seguiti nello Standard 1001-A la modulazione residua di frequenza è molto bassa. Per talune applicazioni però essa è ancora troppo elevata. Per frequenze superiori a 10 MHz è possibile ottenere una modulazione del tutto priva di trascinamento di frequenza tramite il modulatore a diodo a cristallo 1000-P6.

Con questo mezzo la caratteristica di modulazione come frequenza è piatta da 0 fino ai 5 MHz in corrispondenza dei quali cade di 2 dB. In tal modo è possibile fare un controllo della media frequenza di un ricevitore TV.

Per qualsiasi altro dato possa interessare il lettore sono a disposizione di chi volesse interrogarmi tramite la redazione della Rivista. *

Negoziati tra l'AEC e la Curtiss Wright

La Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) sta negoziando un contratto con la Curtiss-Wright Corporation per la costruzione di un grande impianto a raggi gamma per il Centro Radiazioni Jonizzanti dell'Esercito a Larthrop (California), da destinare ad esperienze sulla radioconservazione delle derrate.

Il contratto proposto si riferisce allo sviluppo, alla progettazione, alla costruzione e al collaudo di un impianto denominato « HI-FI » (High Intensity Food Irradiator, ossia irradiatore ad alta intensità per derrate alimentari). All'atto del suo completamento e del suo collaudo, lo impianto dovrà essere consegnato all'esercito per essere affidato al Corpo di Sussistenza, cui spetta il compito di svolgere un programma organico di esperienze sulla radioconservazione degli alimenti. Il progetto, che dovrebbe essere completato entro la metà del 1960, comporterà una spesa di circa 2.000.000 di dollari (circa 1.250 milioni di lire).

La proposta della Curtiss-Wright è stata accettata dall'AEC come base dei negoziati per il contratto, dopo che erano state esaminate dalla Commissione 15 offerte pervenute in risposta al suo invio del 1° aprile 1958 alle industrie interessate.

La fonte di radiazioni dell'« HI-FI » sarà costituita da una quantitativo di cobalto 60 radioattivo con una intensità di circa due milioni di curie, pari cioè a quello di 2.000 tonnellate di radium puro. Il materiale, che rappresenta un quantitativo considerevole superiore a quello del cobalto 60 complessivamente impiegato negli Stati Uniti, sarà prodotto nello stabilimento del Savannah ad Aiken (South Carolina), di proprietà della Commissione per l'Energia Atomica. (*u.s.*)

Reattore elettronucleare americano per una centrale tedesca

La Rheinisch-Westfälisches Elecktrizitätswerke (RWE), una delle maggiori aziende elettriche della Repubblica Federale tedesca, ha concluso nei giorni scorsi un contratto con la General Electric Company per assicurarsi la fornitura di un reattore elettronucleare ad acqua bollente della potenza elettrica installata di 15.000 kW.

Il reattore, che comporterà una spesa di circa 10 milioni di dollari (oltre 6 miliardi di lire), dovrà essere montato entro la fine del 1960 presso una centrale nei dintorni di Kahl (Francoforte). L'AEG tedesca fornirà i turboalternatori ed altri apparati elettrici dell'impianto.

Alla gara di appalto che era stata indetta per la fornitura del reattore occorrente per la centrale di Kahl hanno partecipato, oltre al gruppo AEG-General Electric Company, la Westinghouse Electric Corporation in combinazione con la Siemens, l'AMF Company e la General Nuclear Engineering Corporation. (*u.s.*)

Valvola di sicurezza per reattori

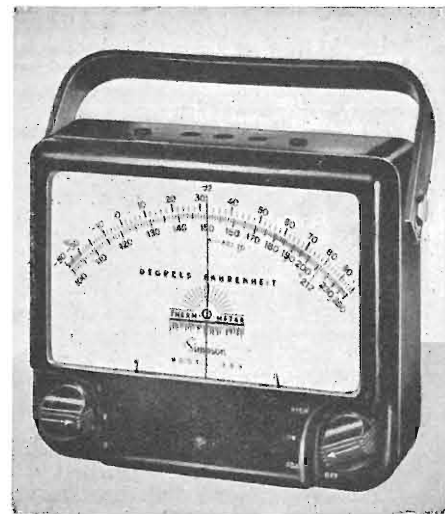
La Sezione Atomics International della North American Aviation Inc. ha ideato, costruito e collaudato con successo una « valvola di sicurezza » cilindrica in grado di interrompere automaticamente il funzionamenti di reattori nucleari ad alta potenza in caso di necessità.

Il ritrovato, che è destinato principalmente ai reattori del tipo a piscina, funziona senza nessun comando esterno. Recentemente esso è stato collaudato presso la Stazione Nazionale di Prova dei Reattori nell'Idaho dalla Phillips Petroleum Company in un reattore la cui potenza veniva triplicata ogni 1/100 di secondo. La « valvola » ha consentito di bloccare l'aumento di potenza ad un livello 25 volte inferiore a quello che il reattore avrebbe raggiunto senza il nuovo dispositivo di sicurezza.

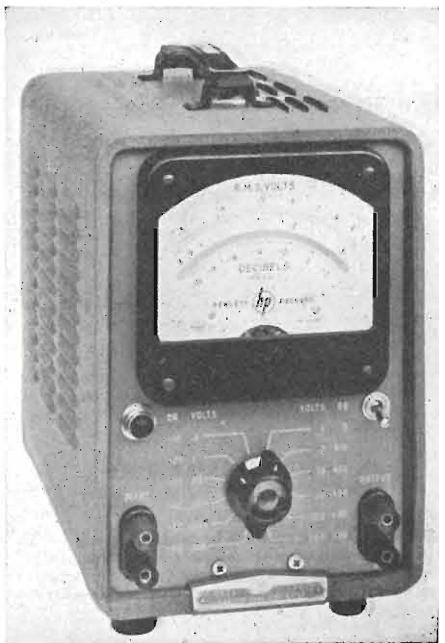
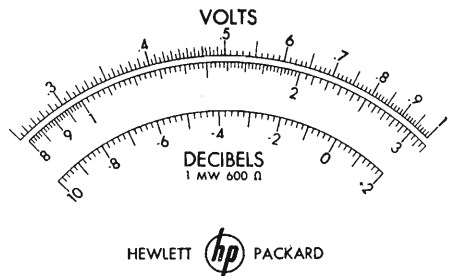
L'apparecchio che è autonomo e non richiede pertanto l'intervento di alcun operatore, comprende un cilindro che in parte è collocato entro il nucleo del reattore. Nella parte esterna, esso contiene un gas e precisamente il trifluoruro di boro. Nel caso in cui il reattore si scosti sensibilmente dalla potenza di esercizio, il gas passa nella sezione inferiore della « valvola » cilindrica dove assorbe i neutroni occorrenti per mantenere attiva la reazione a catena, col risultato di un controllo istantaneo del reattore e senza alcun danno. (*u.s.*)

Misuratore di temperatura.

La Simpson Electrical Co. presenta un termometro a termistore a lettura diretta in duplice scala da — 50 °F a + 2050 °F.

Lo strumento ha tre ingressi facenti capo ad altrettanti elementi sensibili costituiti da una testina contenente un termistore con

terminali lunghi 4,5 m. Il diametro del conduttore è di circa 2 mm ciò che consente la introduzione delle testine sensibili anche in ambienti a chiusura quasi ermetica, quali frigoriferi e simili. La precisione delle letture è compresa entro 3 °F e entro 2 °F a centro scala. Lo strumento è compensato per variazioni della temperatura ambiente tra 60 e 100 °F. Il modello illustrato è il 389-3L. (*index*)

Voltmetro elettronico a scala logaritmica.

Con un adattamento del noto modello 400H -hp- la Hewlett-Packard Co. presenta il 400L che consente letture a risoluzione costante entro tutta la scala. In aggiunta ad una doppia scala logaritmica lo strumento porta una scala lineare suddivisa in 12 dB.

Lo strumento consente letture di tensione tra 0,3 mV e 300 V nel campo di frequenze compreso tra 10 Hz e 4 MHz. Una elevata impedenza d'ingresso (10 MΩ) elimina realmente ogni influenza sul circuito sotto misura.

La taratura è in valori efficaci di onda sinoidale. Il voltmetro è pure munito di un amplificatore che fornisce 150 mV circa, per deviazione in fondo scala su tutte le portate, con impedenza interna di 50 Ω. (*index*)

Brillante futuro per i condensatori a elettrolito solido di tantalio.

L'utilizzazione dei condensatori a elettrolito solido di tantalio è in costante aumento nel mondo. Si è in presenza, secondo una recente inchiesta condotta negli ambienti qualificati dell'industria elettronica, del progresso più importante che si è avuto in questo settore dopo l'introduzione dei condensatori a elettrolito liquido.

I condensatori a elettrolito solido hanno suscitato un grandissimo interesse negli Stati Uniti e sono rapidamente divenuti di attualità presso tutti i costruttori europei di apparecchiature elettroniche.

La produzione di questo tipo di condensatore è passata da 350.000 pezzi, nel 1956, a 800.000 pezzi, nel 1957, e si prevede che nel corso del 1958 se ne produrranno non meno di 2.000.000 di pezzi, così ha dichiarato un direttore della società Chimel S.A. di Ginevra, importante costruttore europeo.

Le esigenze della tecnica, dominate dalla miniaturizzazione e dall'impiego su scala sempre più vasta dei transistori, spingono lo sviluppo dei condensatori di tantalio solido che consentono di ottenere elevate capacità con minimi volumi. Le applicazioni militari, gli apparecchi acustici, le calcolatrici elettroniche, gli apparecchi di telecomunicazione e, recentemente, la televisione a colori, costituiscono i settori di maggior impiego.

I condensatori elettrolitici al tantalio sono veramente stabili, non danno luogo a perdita di liquido, nè a corrosione, nè danno luogo ad alcuna reazione chimica secondaria cosicchè conservano integralmente le loro qualità per lunghi periodi di tempo. Il loro campo di applicazione è compreso tra — 80 °C e + 125 °C per tensioni di lavoro fino a 50 V.

L'uso di tantalio praticamente puro e una particolare tecnica di formazione dello strato di biossido di manganese su di quello stanno alla base dello sviluppo summenzionato.

I condensatori brevettati « Chimel » sono costruiti per valori compresi tra 0,005 e 60 microfarad e sono fabbricati in Svizzera. (*lb.*)

Nuovo micro-volt amperometro.

Il modello 425A -hp- recentemente presentato dalla Hewlett-Packard Co. è in grado di effettuare misure di tensioni a partire da 1 μV fino a 1 V e di correnti da 1 pA (10^{-12} A) fino a 3 mA. Le sue caratteristiche lo rendono estremamente utile in tutti

i rami della ricerca scientifica: in biologia e in medicina, in chimica nello studio delle f.e.m. di origine chimica, nella misura delle tensioni dovute a fenomeni termoelettrici, nella misura delle correnti nelle camere di ionizzazione.

L'ingresso è isolato da massa in modo che è possibile misurare piccole differenze di potenziale tra due tensioni continue. La scala a zero centrale fornisce immediatamente l'indicazione dell'ampiezza e della polarità.

Lo strumento può essere impiegato come amplificatore in continua con guadagno di 100 dB. L'uscita è di 1 V per deviazione di fondo scala oppure 1 mA su un carico di 1000 Ω cosicchè può pilotare un registratore esterno. La stabilità dell'amplificatore è notevole cosicchè è possibile effettuare misure accurate delle variazioni della grandezza in esame in funzione del tempo.

La reiezione delle eventuali componenti alternate presenti sulla continua è di 3 dB a 0,2 Hz, 50 dB a 30 Hz e 60 dB a 60 Hz.

Lo strumento può sopportare senza danni sovraccarichi dell'ordine delle 1000 volte. L'impedenza d'ingresso è di 1 MΩ nelle misure di tensione, mentre nelle misure di corrente essa è variabile da 1 MΩ a 0,33 Ω. La precisione delle letture è di ± 3%. (*index*)

Le esplorazioni spaziali e i sondaggi lunari nelle dichiarazioni di Roy W. Johnson, direttore dell'Ente Progetti Ricerche Speciali

Il direttore dell'Ente Progetti Ricerche Speciali (ARPA) del Dipartimento della Difesa, Roy W. Johnson, ha illustrato il 5 agosto i progetti che l'ARPA intende attuare per quanto riguarda il lancio sperimentale di razzi sulla luna, sottolineando le difficoltà che tale impresa presenta. Ecco il testo delle sue dichiarazioni:

« Il 27 marzo 1958, il Segretario alla Difesa annunciava che l'Ente Progetti Ricerche Speciali (ARPA) aveva intrapreso vari programmi per lanciare un certo numero di veicoli spaziali senza pilota, utilizzando a questo scopo gli enti specializzati delle tre branche delle Forze Armate, e specificamente l'Ente per i Missili Balistici dell'Esercito, la Divisione Missili Balistici della Aeronautica e il Centro Collaudo Artiglieria Navale. Il principale obiettivo del programma continuava ad essere l'arricchimento del patrimonio scientifico non solo degli Stati Uniti, ma anche di tutto il monfo. L'ARPA coordina pienamente la sua attività con il Comitato Nazionale di Consulenza per l'Aeronautica, la Fondazione Nazionale delle Scienze e l'Accademia Nazionale delle Scienze per quanto riguarda i dati da accertare e li trasmette, non appena ricevutili, non solo a queste organizzazioni, ma anche ad altri scienziati del mondo attraverso la nostra partecipazione all'Anno Geofisico Internazionale.

A partire da marzo, sono stati compiuti molti progressi per quanto riguarda le prove a terra di complesse parti componenti di questi primi veicoli di esplorazione spaziale, e poichè si avvicina il momento di provare in volo queste stesse parti componenti, appare opportuno passare in rassegna il programma ed illustrare la complessità degli esperimenti che verranno condotti nei prossimi mesi.

Questi voli di prova, se riusciranno, saranno un'impresa da pionieri paragonabile al primo volo dei Fratelli Wright col 'Kitty Hawk', più di cinquant'anni fa. Come i Fratelli Wright conobbero il successo solo dopo ripetuti tentativi falliti, così non ci illudiamo che il nostro primo volo nello spazio extra-atmosferico possa riuscire pienamente. Esistono infatti varie misure di possibile successo, che vanno dal già difficile raggiungimento del volo libero oltre la atmosfera terrestre all'obbiettivo assai più arduo di scandire con mezzi elettromagnetici la superficie della luna.

Il completo successo di questi primi voli sperimentali dipende dal perfetto funzionamento di più di 300.000 parti assai complesse e interdipendenti, e basterebbe il mancato funzionamento di una sola di esse per compromettere la piena riuscita dello esperimento. Indubbiamente le possibilità di successo non sono più di una su dieci.

Il primo veicolo di prova della serie dei sondaggi lunari consterà di un primo stadio costituito dal missile balistico di media gittata 'Thor' dell'Aeronautica, di un secondo stadio costituito da una versione modificata del Vanguard costruita dall'Aeroget e di un terzo stadio rappresentato da un razzo a propellente solido elaborato come versione perfezionata del Vanguard dal laboratorio Balistico degli Allegheny.

Ove riuscisse pienamente, questo volo di prova consentirebbe di conseguire i seguenti obiettivi:

A) Ottenere un'adeguata prestazione in volo dei tre stadi del vettore di prova;

B) Raggiungere una velocità di fuga dal campo di gravitazione terrestre;

C) Ottenere dati, servendosi delle speciali stazioni di rilevamento allestite per il programma dei sondaggi lunari, durante il volo del vettore di prova fuori dal campo di gravitazione terrestre e nello spazio fino ad una distanza di forse 400.000 chilometri dalla terra;

D) Ottenere un controllo della traiettoria sufficiente a piazzare il carico del razzo vettore in prossimità, possibilmente in un raggio di 80.000 chilometri di distanza dalla luna.

Il veicolo sperimentale conterrà strumenti per la misurazione della forza d'urto delle particelle nello spazio extraatmosferico, la misurazione dei campi magnetici e congegni per scandire con mezzi elettromagnetici la superficie della Luna, sempre che sia stato ottenuto il perfetto funzionamento di ciascuno degli stadi. Peraltro, anche se ciò si verificherà, sussistono problemi di comunicazione di portata e grandezza ignoti, talchè i dati acquisiti potrebbero non essere mai ricevuti o, anche se ricevuti, potrebbero essere soggetti a diverse interpretazioni e possibilità di verificazione.

Nè si dovrebbero minimizzare i problemi iniziali del lancio. Le condizioni che rappresentano relativamente l'optimum per quanto riguarda il punto di lancio, la luna ed il sole, si verificano solo per quattro giorni consecutivi ogni mese e in ciascuno di questi giorni per soli pochi minuti. Naturalmente, difficoltà tecniche che intervenissero negli ultimi secondi prima del lancio potrebbero significare un ritardo o un rinvio anche di un mese.

Pertanto un sondaggio lunare ad una data stabilita mediante un veicolo sperimentale di questo tipo non ha che un minimo di probabilità di successo e non si prevede comunque la possibilità che il veicolo descriva un'orbita lunare. Pertanto è quasi impossibile predire in anticipo le date e la misura di successo di questi lanci.

In un simile prodigioso sforzo di iniziativa scientifica, pur sperando nel successo, dobbiamo anche essere preparati ad incontrare degli insuccessi. Tuttavia ad ogni insuccesso si potranno ricavare ulteriori nozioni per migliorare le probabilità di riuscita dell'esperimento successivo.

Bisogna infatti rendersi conto che sono passati solo sette mesi da quando è stato posto in orbita il primo satellite degli Stati Uniti. E queste esplorazioni nello spazio extra-atmosferico rappresentano dei passi da gigante ben oltre il lancio di satelliti terrestri.

Ci si potrebbe chiedere perchè tali esperimenti scientifici debbano essere resi noti in anticipo. Secondo il sistema americano, tanto i successi quanto gli insuccessi vengono onestamente resi noti ovunque e comunque possibili, in quanto l'interesse del pubblico ha un'importanza essenziale. E questo in netto contrasto con talune altre regioni del mondo in cui vengono resi noti solo i successi, tacendo per sempre innumerevoli insuccessi.

Altrettanto importante è la necessità di assicurare la comprensione internazionale dell'obbiettivo ebc gli Stati Uniti si propongouo e che continua ad essere l'arricchimento del patrimonio fico a beneficio di tutta l'umanità».

(*u.s.*)

Conclusa la prima fase del lavoro degli esperti nucleari alla conferenza tecnica di Ginevra; affrontato il problema di un sistema generale di controllo

Con il 30 luglio la conferenza degli esperti nucleari, che ha avuto inizio il 1° luglio al Palazzo delle Nazioni a Ginevra e alla quale partecipano, com'è noto, i rappresentanti degli Stati Uniti, della Gran Bretagna, del Canadà e della Francia per l'Occidente, e dell'URSS, della Polonia, della Cecoslovacchia e della Romania per il blocco sovietico, ha concluso la prima fase dei dei suoi lavori, raggiungendo un accordo sui mezzi tecnici-scientifici da adoperare per la rilevazione e la localizzazione delle esplosioni nucleari, e ha iniziato la seconda fase, che comprende la discussione di un sistema generale di controllo onde assicurare l'osservanza di un eventuale accordo per la cessazione degli esperimenti nucleari.

Nelle sedute dal 24 al 28 luglio, gli esperti occidentali e del blocco comunista, che già nelle settimane precedenti avevano concordato l'inclusione nel novero dei metodi fondamentali per la rivelazione delle esplosioni nucleari della registrazione delle onde acustiche o sonore e del controllo della radioattività contenuta nell'atmosfera terrestre, si sono trovati d'accordo nel portare a quattro i sistemi di rivelazione proponendo anche la registrazione delle onde sismiche prodotte dalle esplosioni nucleari e la rivelazione elettro-magnetica mediante la registrazione delle onde radio. Inoltre essi hanno esaminato e discusso i metodi per rivelare e localizzare le esplosioni atomiche effettuate a grande altezza, stabilendo l'opportunità di tre metodi di rivelazione e cioè: la registrazione delle radiazioni gamma e dei neutroni liberati dalle esplosioni mediante speciali strumenti collocati a bordo di satelliti artificiali; l'uso di appropriate tecniche, presumibilmente comprendenti l'impiego di radiotelescopi; la registrazione delle onde luminose provocate nell'atmosfera dalle esplosioni.

Col 30 luglio è stato iniziato invece lo studio del sistema generale di controllo che dovrebbe presumibilmente comprendere la creazione di una rete di stazioni adeguatamente fornite dei mezzi tecnici necessari per effettuare le rivelazioni. Per quanto i comunicati diramati al termine delle sedute non siano molto laconici rispettando il reciproco accordo per cui i lavori della conferenza debbono svolgersi in un'atmosfera di riservatezza, si presume che una delle questioni principali nella elaborazione del sistema generale di controllo sia rappresentata dalla dislocazione dei centri di controllo, più che dalle attrezzature dei centri stessi le quali dovrebbero conformarsi alle conclusioni già raggiunte e pertanto consentire la registrazione delle onde sonore, sismiche, elettromagnetiche e il rilevamento della radioattività atmosferica prodotti dalle esplosioni.

(*u.s.*)

Variazioni di densità nella alta atmosfera accertate mediante il programma americano di ricerche per l'Anno Geofisico Internazionale

A seguito del lancio a scopo scientifico di 116 razzi da ricerca nell'alta atmosfera effettuato da varie basi e centri degli Stati Uniti nei primi dodici mesi dell'Anno Geofisico Internazionale, è risultata l'esistenza di forti variazioni nella densità dell'alta atmosfera che sembra siano da mettere in rapporto con la latitudine e con la stagione dell'anno.

I risultati di queste ricerche sull'alta atmosfera sono stati resi noti dall'Accademia Nazionale delle Scienze nel quadro della pubblicazione di 30 relazioni scientifiche di scienziati americani che partecipano al programma statunitense per l'Anno Geofisico Internazionale.

Le principali ricerche sono state effettuate mediante il lancio di razzi Aerobee-HI dalla base di Fort Churchill, nel Canadà. Da esse è risultato che a 200 chilometri di altezza la atmosfera al disopra della Baia di Hudson in un giorno d'estate presenta una densità 20 volte maggiore che in una notte d'inverno e che l'alta atmosfera della regione subartica ha una densità 6,5 volte maggiore di quella corrispondente sullo Stato del New Mexico, nella parte meridionale degli Stati Uniti.

Gli scienziati interessati alle ricerche hanno suggerito il lancio di un satellite scientifico la cui orbita passi per i poli allo scopo di raccogliere maggiori dati su questo interessante fenomeno.

(*u.s.*)

Telecamere al posto del mitragliere di coda sulla « Stratofortress »

Allo scopo di aumentare l'efficienza degli equipaggi dei bombardieri strategici a reazione in dotazione all'Aeronautica militare, la Boeing Airplane Company ha collocato sull'aviogetto a largo raggio B-520 « Stratofortress », che viene attualmente prodotto in serie presso lo stabilimento di Wichita per il Comando Aereo Strategico (SAC), una telecamera in corrispondenza della postazione di armi in coda.

Il mitragliere di coda, che sinora era costretto a puntare le armi rimanendo per ore intere in una posizione tra le più scomode, potrà riunirsi al resto dell'equipaggio e comandare le quattro armi di cui dispone osservando uno schermo televisivo collegato in circuito chiuso con la telecamera.

Oltre ad azionare le armi postate in coda della « Stratofortress », il puntatore è in grado di segnalare tempestivamente al comandante l'approssimarsi di velivoli avversari.

(*u.s.*)

Applicazioni dei radioisotopi nello studio dei processi biologici alla mostra di Ginevra: la « radioautografia » e la « serra atomica »

Nella sezione scienze biologiche della rassegna nucleare con cui gli Stati Uniti parteciparono alla Mostra atomica internazionale che si tenne a Ginevra in occasione della II Conferenza interbazionale sugli usi di pace dell'energia atomica, furono presentate tra l'altro due interessanti applicazioni in questo settore dell'impiego dei radioisotopi come sostanze traccianti.

La prima di questi si riferisce allo studio dei processi che avvengono all'interno delle cellule viventi. Il procedimento, cui è stato dato il nome di « radioautografia », permette di seguire il percorso nelle cellule di un organismo vivente di un composto radioattivo — in questo caso il trizio — registrandolo su una pellicola simile a quella impiegata per le normali radiografie. La pellicola mostra come il trizio radioattivo viene miscelato con un composto organico, il quale a sua volta viene iniettato nel corpo di animali. Le foto successive illustrano in che modo le cellule assimilano il composto, si moltiplicano, si distribuiscono e a suo tempo si dissolvono. Per tale procedimento è stato prescelto il gas di trizio, in quanto le radiazioni che esso emette percorrono solo una distanza infinitesimale che permette ai ricercatori di localizzarne con esattezza la presenza nelle celule. Inoltre il trizio presenta anche il vantaggio di avere una lunga radioattività e pertanto si presta ad esperimenti complessi e di lunga portata.

L'altra applicazione dell'impiego degli isotopi come traccianti è quella concernente la cultura di piante medicinali rese artificialmente radioattive. Essa si basa sull'uso di una piccola serra a tenuta stagna, tecnicamente nota come « camera di sviluppo per piante isotopiche », la quale provvede ad assicurare lo sviluppo, in perfette condizioni di temperatura, umidità, luce e nutrimento, di quattro piante medicinali, assicurando nel contempo l'assorbimento da parte di esse di un isotopo radioattivo del carbonio, il carbonio-14. In questa serra le piante vengono piantate in un letto di ghiaia e di acqua arricchita di tutti gli elementi minerali necessari al loro sviluppo. Le quattro piante prescelte sono la rauwolfia, la digitale, il tabacco e i fagioli di soia; dalle quali, come è noto, si estraggono rispettivamente la reserpina, impiegata per la cura dell'ipertensione; la rutina, impiegata per trattare le emorragie vascolari; oli vegetali e il noto cardioregolatore la digitalina. Una serie di grafici e di foto illustra in che modo le varietà radioattive di questi prodotti possano essere utilizzate per meglio studiare i loro effetti nell'organismo attraverso la tecnica di rivelazione delle radiazioni da essi emesse.

Entrambe queste applicazioni sono il risultato di studi compiuti presso il Laboratorio Nazionale Atomico Argonne. Uno degli specialisti dell'Argonne, incaricato di curare l'allestimento di queste sezioni della Mostra, il dott. John H. Pomery, esperto di chimica organica, ha dichiarato al riguardo: « L'impiego degli isotopi radioattivi come traccianti per misurare quanto avviene all'interno delle cellule viventi rappresenta per la biologia e la medicina un progresso altrettanto importante quanto l'invenzione del microscopio ».

(*u.s.*)

Nuovi impianti radar per gli aeroporti tedeschi

L'antenna radar qui raffigurata fa parte di un grosso impianto di radioassistenza al volo, realizzato dalla Telefunken in collaborazione con la Bendix. Tre di questi impianti sono stati recentemente completati per conto della Repubblica Federale Tedesca.

segnalazione brevetti

DISPOSITIVO PER FARE APPARIRE SULLO SCHERMO DI UN TUBO A RAGGI CATODICI UN RIFERIMENTO CORRISPONDENTE AD UN VALORE DATO DI UNA GRANDEZZA ELETTRICA.
Compagnie Industrielle des Telephones a Parigi. (4.1486)

TUBO ELETTRICO.
Eitel McCullough Inc. a San Bruno, California (S.U.A.) (4-1487)

COMPLESSO DEI COMPONENTI DEI CIRCUITI ELETTRICI, SPECIALMENTE PER TUBI ELETTRONICI.
Erie Resistor Corporation a Erie, Pennsylvania (S.U.A.) (4.1487)

SISTEMA E DISPOSITIVO PER IL RIGIDO COLLEGAMENTO DI PARTI COSTITUTIVE DI MOBILI SMONTABILI, PARTICOLARMENTE ADATTO PER ESSERE UTILIZZATO NELLA FABBRICAZIONE DI TAVOLINETTI DI TELEVISORI.
Bocchini Renato a Roma. (4-1489)

DISPOSIZIONE DELLE ANTENNE DIREZIONALI PER IMPIANTI RADAR, COMPRENDENTE UN IRRADIATORE PRIMARIO ED UN RIFLETTORE AVENTE UNA SUPERFICIE A SIMMETRIA DI ROTAZIONE.
Albiswerk Zurich A.G. a Zurigo (Svizzera) (4-1494)

ANTENNA A RIFLETTORE PER MICROONDE, IN CUI IL RIFLETTORE È FORMATO DA ASTE METALLICHE PIATTE.
La Stessa. (4-1494)

ANTENNA EMITTENTE DI RADIAZIONI, CON EFFICACIA DIREZIONALE, PARTICOLARMENTE PER APPLICAZIONI NEL CAMPO DELLA TELEVISIONE.
Patelhold Patentverwertungs & Elektro Holding A.G. a Glarus (Svizzera) (4-1495)

APPARECCHIO RICEVITORE SUPERETERODINA A DUE VALVOLE TERMOIONICHE.
Fratucello Giulio a Padova. (4-1495)

APPARECCHIATURA RADIO A CANALI MULTIPLI.
International Standard Electric Corporation a New York (S.U.A.) (4-1495)

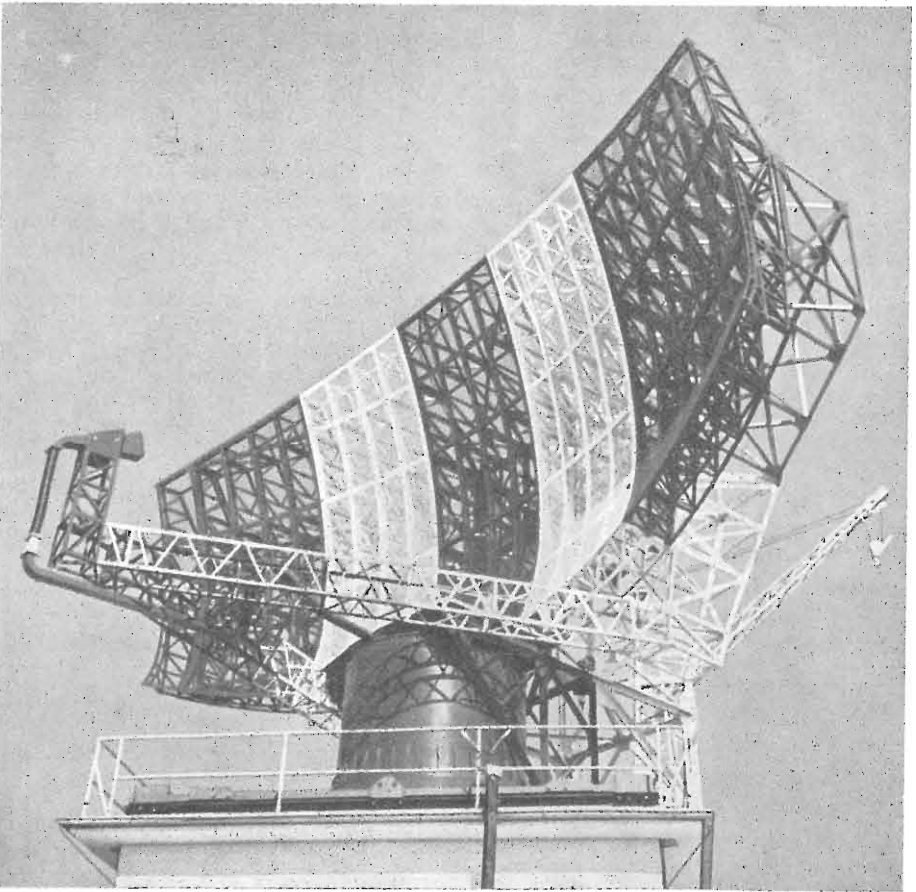
RICEVITORE TELEVISIVO.
Blaupunkt Werke G.m.b.H. a Hildesheim (Rep. Fed. in Germania) (4-1499)

PERFEZIONAMENTO NEGLI INTENSIFICATORI ALLO STATO SOLIDO DI IMMAGINI.
Philips' Gloeilampenfabriken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi) (4-1500)

PROCEDIMENTO E APPARECCHIO PER COLLEGARE UN ELEMENTO DI UN CIRCUITO ELETTRICO AD UN COSIDETTO CIRCUITO STAMPATO PARTICOLARMENTE PER APPARECCHIATURE RADIO TELEVISIVE E SIMILI.
Pye Ltd. a Cambridge (Gran Bretagna) (4-1500)

PERFEZIONAMENTI AI CIRCUITI DI COMANDO O DI STABILIZZAZIONE NEI TELEVISORI A COLORI.
Radio Corporation of America a New York (S.U.A.) (4-1500)

RICEVITORE TELEVISIVO MUNITO DI UN FILTRO OTTICO SERVENTE PER MIGLIORARE LA RIPRODUZIONE DELLE IMMAGINI.
Siemens & Halske A.G. a Berlino (Germania) (4-1500)

COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI PUÒ PROCURARE L'UFFICIO:
Ing. A. RACHELI Ing. R. BOSSI & C.
Studio Tecnico per Deposito Brevetti di Invenzione, Modelli, Marchi, Diritto di Autore, Ricerche, Consulenza.
Milano, via P. Verri 6, tel. 700.018-792.288

Struttura Logica dei Calcolatori Elettronici

Nozioni propedeutiche sulla programmazione. Impostazione logica del funzionamento di un calcolatore automatico ed universale a minimo numero di organi (parte seconda di due parti)

dott. ing. Silvano Ambrosio e dott. ing. Giuseppe Reviglio

2. - IMPOSTAZIONE DELLA STRUTTURA DI MACCHINA.

Per impostare lo studio di un calcolatore elettronico, occorre intraprendere diverse assunzioni in merito al programma, al tipo di memoria, alla trasmissione delle informazioni.

Subito dopo ha inizio un pesantissimo lavoro di progetto il quale ha per scopo di descrivere, in *equazioni booleane*, gli attributi logici dei vari segnali. Non basta scrivere un'equazione per risolvere tutti i problemi inerenti al progetto di una funzione logica di macchina; occorre anche ottimizzarla ossia renderla più semplice possibile, allo scopo di impiegare il minimo numero di organi (diodi, tubi).

La semplificazione delle equazioni booleane è in certi casi così ardua da richiedere l'intervento di calcolatori appositamente progettati. Talora si rinuncia ad un'estrema semplificazione, accentrando in certi organi parecchie funzioni per saturarne l'attività.

Non è fuor di luogo dire che il lavoro e la fatica mentale spesi nel progetto di un calcolatore sono così imponenti da giustificare pienamente l'attributo volgare di cervelli elettronici dato alle macchine da calcolo!

Cerchiamo ora di tracciare, per sommi capi ed in modo estremamente generico, la linea di progettazione del calcolatore rispondente all'insieme di istruzioni descritto nei paragrafi precedenti.

È bene cercare di semplificare la rete di controllo della macchina, agendo sulla codifica delle istruzioni. Quest'ultima infatti è completamente arbitraria.

Per rappresentare i 9 tipi di ordini previsti, occorrono i numeri da 0 a 8. In numerazione binaria, la cifra 8 vuole 4 bits significativi e non è conveniente per un solo ordine aumentare di un bit la capacità del registro ordini. L'inconveniente può essere aggirato assumendo un unico codice per lo scalamento e la permutazione; l'ulteriore distinzione tra i due ordini sarà definito per esempio da un bit nella zona indirizzo (che per questo ordine non ha significato).

La codifica casuale assunta nei precedenti paragrafi sarà allora sostituita da questa:

0 Stop
1 Ricopia
2 Sottrai
3 Somma
4 Memorizza
5 Scala o Permuta
6 Salta
7 Salta se AC neg.

Fig. 4 - Tabella 4.

L'attribuzione del codice 0 all'ordine Stop è giustificata da esigenze di programmazione: la macchina si arresta quando analizza una cella contenente solo zeri (cella vuota), impedendo errori nell'impostazione dei programmi.

Per ragioni che appariranno meglio in seguito, lo scambio dei codici di somma e sottrazione semplifica il tracciamento della Rete di Controllo.

Queste modifiche al gruppo originario di codici non influiscono sull'automaticità ed universalità della macchina; esse però potrebbero benissimo essere evitate a prezzo di maggiori complicazioni tecniche.

2.1. - Capacità di macchina.

Giunti a questo punto occorre definire con precisione la *Capacità* della macchina, per completare la struttura dell'istruzione. Sinora di proposito è stata evitata qualsiasi precisazione sull'argomento per non intralciare la comprensione della programmazione

La capacità riguarda:

— Il massimo numero trattabile in *modo unitario*.
— La quantità dei numeri così definiti che può essere conservata in memoria (in ragione di uno per cella).

Nel nostro caso, poichè si suppone che la macchina lavori in numerazione binaria pura, l'estensione di un numero si misura in bit. Assumeremo una capacità di 32 bit per ogni cella di memoria, equivalente a circa 10 cifre decimali. La Memoria Generale disporrà di 4096 = 2^{12} celle, o « voci », definite quindi ciascuna da un indirizzo di 12 bits.

Per indicare gli ordini occorrono 3 bit: si conclude che ogni istruzione reclama 15 bit. Ciascuna voce di 32 bit potrebbe contenere 2 istruzioni, ma per le solite ragioni di semplicità costruttiva rinunziano a saturare la voce e ci accontentiamo di una istruzione per voce (fig. 5).

In base a queste assunzioni emerge che:

a) La Memoria Generale MG sarà dotata di 4096 × 32 = 131 072 bits.

Si vuole inoltre che essa sia dotata di accesso immediato, ossia si desidera selezionare *immediatamente* i 32 bit formanti una voce, dietro specificazione dell'indirizzo. Le «Matrici di nuclei magnetici» descritte nel terzo articolo di questa serie sono adatte allo scopo. La memoria generale risulterà formata da 131 072 nuclei ripartiti in 32 « piani di matrice » caduno dotato di 4096 nuclei, sotto forma di una distribuzione quadrata a lato 64.

La selezione di una voce nella MG si riconduce allora alla selezione di una linea X e di una linea Y su 128 coordinate (64 per le X e 64 per le Y).

Si noti che l'impiego delle matrici di nuclei rende la macchina costosa ma semplice, almeno sul piano d'impostazione. Il problema della MG è quindi solo un problema di costo.

b) Il Registro Programma sarà capace di 15 bit: tre per l'ordine e 12 per l'indirizzo, rispettivamente nel Registro Ordini RO e nel Registro Indirizzi RA.

Questi registri devono essere asincroni, per meglio dire statici: per esempio flip-flop o nuclei magnetici.

c) L'Accumulatore AC manipolerà numeri di 32 bit quindi avrà tale capacità.

d) Il Contatore d'Istruzioni CI dovrà poter contare tante istruzioni quante sono le celle della MG, poichè si è supposto di collocare una istruzione per voce. Le voci sono tante quante gli indirizzi della MG; in definitiva il CI vorrà una capacità di 12 bit.

....	....	....	....	....	....	....	....	....
3	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	00II
2	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	00I0
1	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	000I
0	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000
—1	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII
—2	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	III0
—3	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	II0I
—4	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	II00
....	....	....	....	....	....	....	....	....

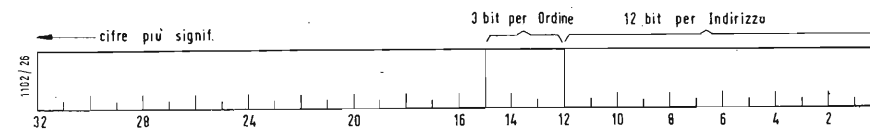
(a)

5	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0I0I
—7	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	I00I
—2	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	IIII	III0

(b)

Fig. 6 - In (a) è mostrata a destra la rappresentazione dei numeri binari entro la macchina; in (b) è esemplificata una somma di numeri algebrici col principio della complementazione.

2.2. - Aritmetica.

Per completare la fisionomia della macchina in progetto non resta che precisare le modalità di funzionamento della parte aritmetica. La massima semplicità degli organi inerenti si ha quando:

a) La numerazione è binaria.
b) I bit si susseguono in serie.
c) I numeri negativi sono rappresentati sempre in complemento.

Il punto (*a*) evita l'uso di organi decodificatori supplettivi.

Il punto (*b*) consente di impiegare un solo circuito per tutti i 32 bit della voce.

Il punto (*c*) rende inutili i circuiti di segno separati dall'operatore aritmetico propriamente detto. La tecnica della complementazione binaria è illustrata in fig. 6.

In conclusione, l'intera aritmetica algebrica del calcolatore è demandata a un solo, semplice organo munito di due ingressi ed un'uscita, capace di eseguire la somma o la sottrazione di due bit presentantesi contemporaneamente ai due ingressi: è l'Addizionatore-Sottrattore AS.

Per comprenderne bene il meccanismo di funzionamento, occorre soffermarsi un momento sul metodo di trasferimento delle informazioni da un registro di memoria all'altro. Per la natura « in serie » del trasferimento, tutti i bit della voce, a cominciare dal meno significativo, vengono *successivamente* estratti dalla memoria donatrice ed inviati su un unico canale verso il registro di ricezione.

Il caso più interessante si ha nel trasferimento dalla memoria generale ad un registro. Poichè quest'ultimo ha un solo ingresso, al quale si presentano successivamente tutti i bit in arrivo, occorre che i flip-flop componenti il registro possano travasare sistematicamente il contenuto nel loro adiacente. In altre parole, l'intero registro deve potersi scalare verso l'uscita; ad ogni bit in arrivo sull'entrata si comanda uno scalamento, in modo da far posto alla nuova informazione, mentre la vecchia è gradualmente espulsa. (fig. 7).

3 bit per Ordine — 12 bit per Indirizzo — ← cifre più signif. — 32 28 24 20 16 14 12 10 8 6 4 2

Fig. 5 - Disposizione di un'istruzione entro la voce di macchina.

I registri statici di questo tipo, impiegati in macchine strutturate in serie od in serie-parallelo, sono detti Registri Scalatori (Shift Registers). In fig. 8 è disegnata una soluzione logica molto intuitiva per ottenere lo scopo. La linea di comando « Impulsi Scalatori » valida due condizionatori colleganti le due uscite di ciascun flip-flop con le griglie di comando del successivo. Per il corretto funzionamento del registro occorre che l'informazione in uscita da ciascun flip-flop non sia alterata nè dal comando di scalamento nè dal segnale che si presenta all'ingresso; basterà scegliere giudiziosamente la costante di tempo della rete di accoppiamento, in modo da ritardare lievemente le linee di scalamento.

In conclusione, ciascun registro scalatore sarà dotato di tanti flip-flop quanti sono i bit da conservare, di una linea di comando dello scalamento validante tutte le coppie di condizionatori di scalamento, di un ingresso e di un'uscita ovviamente pure condizionate. La rimessa a zero di un simile registro si ottiene semplicemente comandando gli scalamenti ad ingresso inibito; la scrittura vuole invece e gli impulsi scalatori e la validazione del condizionatore di uscita (si noti che la lettura è distruttiva, se il registro non vien chiuso ad anello).

In quest'ultimo caso, il contenuto del registro *ruota* ad ogni impulso di scalamento, ossia è *permutato*. Dopo *n* scalamenti, se *n* è la capacità del registro, si ripristina la configurazione primitiva.

Il registro scalatore per definizione realizza poi l'ordine di scalamento descritto in § 1.11: è sufficiente comandare un solo impulso scalatore, ad ingresso ed uscita inibiti. La permutazione di una posizione a sinistra invece è ottenuta chiudendo ad anello l'uscita sull'ingresso e comandando *n*-1 impulsi scalatori.

Si potrebbe ottenere anche lo scalamento destro di una posizione, ma in modo meno diretto dei due precedenti: occorrerebbe comandare *n*-1 impulsi scalatori, avendo cura di validare la chiusura ad anello del registro soltanto dopo aver comandato il primo impulso.

Nel nostro calcolatore, tutti i regi-

						→							
0	4	3	2	5	1		9	9	8	7	2	3	inizio
0	0	4	3	2	5		1	9	9	8	7	2	1° scal.
0	0	0	4	3	2		5	1	9	9	8	7	2° scal.
0	0	0	0	4	3		2	5	1	9	9	8	3° scal.
0	0	0	0	0	4		3	2	5	1	9	9	4° scal.
0	0	0	0	0	0		4	3	2	5	1	9	5° scal.
0	0	0	0	0	0		0	4	3	2	5	1	6° scal.

Fig. 7 - Principio di funzionamento di registro scalatore. Per semplicità e per brevità si suppone di trattare cifre decimali anziché cifre binarie; la capacità scelta per l'esempio è di 6 cifre decimali.

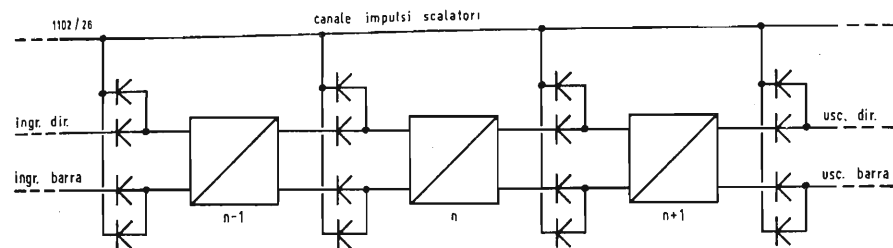



Fig. 8 - Circuiti scalatori su flip-flop convenzionali. Il rettangolo con diagonale rappresenta un flip-flop. I diodi sono indicati con i simboli di condizionatore (v. Articolo II). Scalamento da sinistra a destra.

stri funzionano nel modo descritto. In particolare il registro AC riceve, durante gli ordini codice 5, un solo impulso scalatore (Scalamento a Destra) oppure 31 impulsi (Permutazione a Sinistra). Invece RO, RA, CI vengono sempre comandati con tanti impulsi scalatori quanti sono i bit contenuti, ossia lavorano sempre in trasferimento completo.

Rimane ora da analizzare il funzionamento dell'Accumulatore in somma ed in sottrazione.

Si immagini di avere a disposizione una rete logica capace di far corrispondere ad ogni coppia di bit presentantesi ai suoi due ingressi *a*, *b*, un bit all'uscita *u*. Il legame tra i bit di ingresso e quello di uscita è quello voluto dalle regole della somma binaria. Vale a dire, il bit di uscita deve essere determinato in base al livello I oppure 0 dei bit di entrata e in base all'eventuale riporto dell'ordine precedente. Dicendo r^* il riporto del rango binario precedente, le regole della somma binaria impongono:

Se $r^* = 0$	0 + 0 = 0	0
	0 + I = I	0
	I + 0 = I	0
	I + I = 0	I
Se $r^* = $ I	0 + 0 = I	0
	0 + I = 0	I
	I + 0 = 0	I
	I + I = I	I
	(*a*) (*b*) (*s*)	(*r*)

Fig. 9 - Tabella 9.

Si porga bene attenzione al fatto che il « sommatore » è dotato non solo di una uscita *s*, ma anche di una memoria interna, il cui ingresso tiene conto del riporto emesso in base alla precedente tavola — uscita fittizia (*r*) — e la cui uscita restituisce l'informazione r^* necessaria per la determinazione della somma al seguente rango binario.

Premesso tutto questo, riesce spontaneo giustificare il funzionamento del sommatore su numeri di qualsiasi lunghezza: i bit di peso unitario dei due termini della somma si presentano *contemporaneamente* agli ingressi *a*, *b* del sommatore; l'uscita *s* emette il bit corrispondente al peso unitario del numero somma. Nel frattempo vien determinato l'eventuale riporto. Ora si presentano in *a*, *b* i due bit di peso binario 2: in base ad essi ed al riporto è determinato il bit di peso 2 del numero somma e così via saranno calcolati i pesi binari 4, 8, 16, ... del numero somma.

Portiamo ad esempio la somma binaria di 116 + 86 = 202:

(*a*)	0III 0I00	116
(*b*)	+ 0I0I 0II0	+ 86
(r^*)	III0 I00	
(*s*)	= II00 I0I0	= 202

In essa il Lettore troverà tutte le situazioni esposte nella precedente tavola della somma binaria.

Elettronicamente, la rete sommatrice viene inserita in serie all'anello che chiude l'uscita dell'Accumulatore sul suo ingresso; il secondo ingresso *b* del sommatore accoglie i bit provenienti dalla memoria generale. L'esecuzione della somma avviene a misura che i bit di pari ordine binario emessi contemporaneamente, ed in perfetto sincronismo, da AC e da MG accedono agli ingressi *a*, *b* del sommatore.

A misura che AC eroga il suo contenuto, i bit somma vengono riaccolti in ingresso: dopo 32 impulsi scalatori il termine che era alloggiato in AC è stato distrutto e completamente rimpiazziato dalla somma col termine emesso dalla MG.

Resta ora da vedere come si possa realizzare elettronicamente un Sommatore. Premesso che vi sono più soluzioni, scegliamo quella che è meno complicata sotto l'aspetto logico. Ricordiamo inoltre (Articolo II di questa serie) che il *Mescolatore* è un elemento logico realizzabile con diodi o triodi, tale che un bit « I » presente *o* sull'uno *o* sull'altro ingresso è trasferito all'uscita. Ciò equivale al concetto booleano di *Somma Logica* di due informazioni binarie:

A + B = S

0 + 0 = 0
I + 0 = I
0 + I = I
I + I = I

Il *Condizionatore* invece emette un bit « I » in uscita solo se due bit « I » sono contemporaneamente presenti *e* sull'ingresso A *e* sull'ingresso B, effettuando il *Prodotto Logico*:

A · B = P

0 · 0 = 0
I · 0 = 0
0 · I = 0
I · I = I

Esempi.

Somma Logica di III0I00 e di I0I0II0:

III0I00
I0I0II0
———
III0II0

Fig. 10 - Addizionatore Binario in Serie.

Prodotto Logico degli stessi numeri:

III0I00
I0I0II0
———
I0I0I00

Infine l'*Invertitore* è quell'elemento logico che esegue la funzione booleana di « *barratura* », ossia di inversione dei livelli « I » e « 0 »; ad esempio se A = = I0I0I00 sarà $\overline{A}$ = 0I00I0I. Elettronicamente, un tubo amplificatore a carico anodico realizza il principio dell'inversione; anche la forma d'onda prelevata su un anodo in un flip-flop è « barrata » rispetto l'altra.

Usando mescolatori, condizionatori e invertitori si costruisce il sommatore aritmetico.

Il primo passo sarà la scrittura di un'equazione logica booleana rispondente alle regole della somma aritmetica precedentemente descritte e che quì si riportano:

(*a*)	(*b*)	(r^*)	(*s*)
0	0	0	0
I	0	0	I
0	I	0	I
0	0	I	I
I	I	0	0
0	I	I	0
I	0	I	0
I	I	I	I

L'applicazione delle operazioni booleane sopra menzionate porta a scrivere la seguente equazione:

$$S = A\overline{B}\overline{R} + \overline{A}B\overline{R} + \overline{A}\overline{B}R + ABR \quad (1)$$

che compendia la precedente tabella. Il Lettore potrà falcilmente provarne l'esattezza sostituendovi ciascuna delle 8 situazioni sopra contemplate e verificando il risultato. Se per esempio è A = I, B = 0, R = I si ha:

$$S = \mathrm{I}\overline{0}\overline{\mathrm{I}} + \overline{\mathrm{I}}0\overline{\mathrm{I}} + \overline{\mathrm{I}}\overline{0}\mathrm{I} + \mathrm{I}0\mathrm{I} =$$

$$= \mathrm{II}0 + 000 + 0\mathrm{II} + \mathrm{I}0\mathrm{I} = 0$$

c.v.d.

(inutile ricordare che per semplicità qui ed altrove si è omesso il « punto » tra i vari termini dei prodotti logici, esattamente come usasi nel prodotto algebrico).

La manipolazione del riporto R è affidata ad un flip-flop, detto appunto flip-flop di riporto, avente lo scopo di conservare il bit eventuale da riportare al rango superiore. Questo flip-flop ha due uscite R ed $\overline{R}$ e due ingressi, uno per ciascuna griglia, in modo da poterlo posizionare a piacere.

Si conviene che inviando un bit « I » definito col termine R*, esso si posizioni in modo da fornire un livello « I » sull'uscita R; inviando un bit $\overline{R^*}$ all'ingresso relativo, il flip-flop invece inverte la sua posizione e darà un livello « I » all'uscita $\overline{R}$.

In lingua inglese e nel consueto gergo, si suol dire che il flip-flop è *on*, *off*, rispettivamente se l'uscita diretta R è a livello 1 o meno. Gli impulsi pilota sono allora detti rispettivamente *set on* e *set off* (*reset*). Noi useremo i termini « forzaggio » ed « azzeramento ».

Il flip-flop di riporto viene dunque azzerato all'inizio di ogni processo additivo, cioè prima che il rango binario meno significativo sia ammesso in sommatore. Durante l'esecuzione progressiva della somma è forzato quando si verifica la condizione AB, è riazzerato quando si ha AB, non viene perturbato nei casi in cui esiste o il solo bit A o il solo bit B:

$$R^* = AB \qquad \overline{R^*} = \overline{A}\overline{B} \quad (2)$$

Il Lettore potrà facilmente provare l'esattezza di questi asserti su dei casi numerici.

In fig. 10 è illustrata la rete logica che traduce le relazioni booleane (1) e (2). Essa si avvale di 3 invertitori, un flip-flop, 4 condizionatori a tre ingressi, un mescolatore a quattro ingressi e due condizionatori a due ingressi.

2.3. - Il sottrattore.

La trasformazione dell'addizionatore testè descritto in sottrattore aritmetico binario serie non presenta difficoltà.

Si noti che in sottrazione si presentano i seguenti casi fondamentali:

0 — 0 = 0
I — 0 = I
I — I = 0
0 — I = I

Nell'ultilmo caso, occorre « prendere in prestito » un bit dal rango immediatamente superiore, proprio come nelle sottrazioni aritmetiche decimali. Se si considera questo bit come un riporto anzichè come un prestito, la stessa tabella usata per definire la somma vale anche ora, quando il flip-flop del riporto venga pilotato col *sottraendo barrato*:

$$S = A\overline{R}\overline{B} + \overline{A}B\overline{R} + \overline{A}\overline{B}R + ABR$$

$$R^* = B\overline{C} \quad (3)$$

$$\overline{R^*} = \overline{B}C$$

Le due ultime relazioni vengono a coincidere con le (2) quando, comandando la sottrazione, si faccia:

$$A = \overline{C} \quad (4)$$

Lo schema logico dell'Addizionatore-Sottrattore definitivo appare infine in

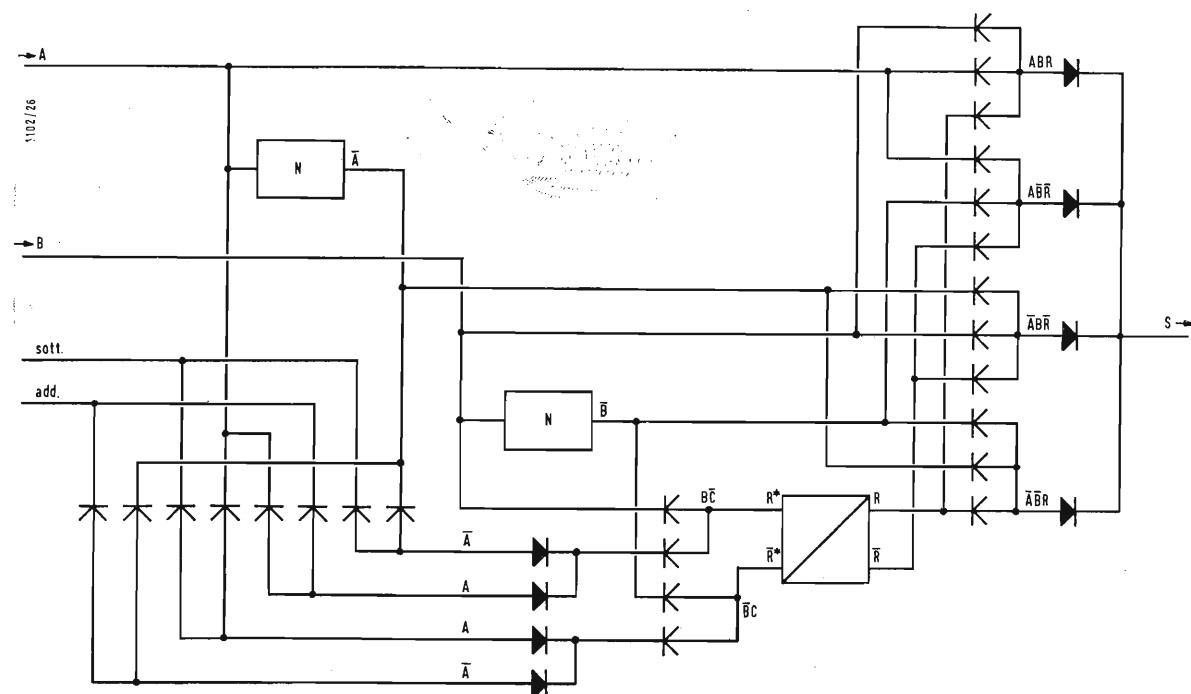



Fig. 11 - Addizionatore-Sottrattore in Serie.

fig. 11. Si noteranno, sulla coppia di ingressi del flip-flop di riporto i commutatori elettronici costituiti da condizionatori, destinati all'inversione logica in caso di comando in sottrazione.

Lo schema elettrico dell'Addizionatore-Sottrattore AS è molto vicino a questo schema logico, che tuttavia non considera eventuali rigeneratori di impulsi, trasferitori catodici e linee di ritardo necessari per il funzionamento effettivo.

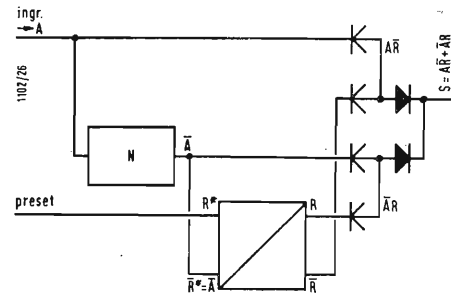



Fig. 12 - Incrementatore Unitario in Serie.

2.4. - L'Incrementatore Unitario.

Un particolarissimo tipo di sommatore binario lavora nel Contatore Istruzioni CI, per incrementare l'indirizzo delle celle di memoria in cui è depositato il programma. Poichè l'incremento deve essere unitario, l'equazione logica (1) degenera, qualora si ponga B = 0, in:

$$S = A\bar{R} + \bar{A}R \qquad (5)$$

mentre le (2) si riducono a:

$$\bar{R}^* = \bar{A} \qquad (6)$$

Siccome l'ingresso (*a*) è riservato al numero contenuto nel CI, il bit unitario di incremento deve venir introdotto sotto forma di riporto fittizio iniziale, mediante « preset » del flip-flop di riporto. Il forzaggio in parola sarà dunque eseguito sistematicamente prima di ciascun ciclo incrementatore.

Lo schema logico puro è fornito in fig. 12 e come il precedente non tiene conto di necessità tecnologiche elettroniche.

Poichè il numero ospitato in CI è di 12 bit, il ciclo incrementatore dura 12 periodi elementari contro i 32 dell'Accumulatore e relativo AS.

2.5. - Funzionamento della Memoria Generale.

Come più avanti accennato, l'impiego di una memoria ad accesso istantaneo a matrici di nuclei magnetici semplifica i processi logici di macchina, in quanto *elimina le fasi di ricerca* esemplificate nel paragrafo 1 (e necessarie quando il tempo di accesso non è nullo, come nel caso delle memorie a tamburo magnetico).

Tecnicamente, l'uso dei nuclei è molto delicato per motivi elettronici ed economici. Il principio di funzionamento è molto semplice: un insieme di nuclei sono infilati entro un ordito ed una trama di fili metallici. Inviando un impulso di corrente in uno dei fili di trama ed in uno dei fili di ordito, il nucleo posto alla loro intersezione si magnetizza.

Se i due impulsi di corrente sono di ampiezza adeguata (circa la metà di quella necessaria a saturare il flusso magnetico di ciascun nucleo) solo il nucleo posto all'intersezione dei fili comandati riceve una forza magnetomotrice tale da superare il campo coercitivo ed influire sullo stato magnetico (fig. 13).

La memorizzazione avviene attribuendo il livello « I » ai flussi magnetici di una certa polarità ed il livello « 0 » alla polarità opposta.

La scrittura avviene selezionando un nucleo mediante le sue coordinate ed inviando in esse un impulso di corrente di senso positivo o negativo.

La lettura avviene nello stesso modo della scrittura, ma con impulsi di polarità sempre eguale. Se il nucleo interrogato è interessato da un flusso di segno eguale a quello determinato dai due impulsi di corrente interroganti, non si manifesta alcuna forza elettromotrice in un terzo filo che si concatena con tutti i nuclei; altrimenti, il brusco salto di flusso induce nel filo di interrogazione un impulso di tensione. La lettura è dunque distruttiva e se non si vuol cancellare l'informazione attinta occorre riscriverla immediatamente dopo la lettura, con un « feedback ».

Una prima difficoltà sorge nel calibrare esattamente gli impulsi di corrente, ma è facilmente superabile con l'adozione di amplificatori controreazionati a corrente costante.

Molto più seri sono i problemi di selezione nuclei. Tanto per fissare le idee, prendiamo in considerazione la memoria della nostra macchina.

Fig. 13 - Dettaglio di una matrice di nuclei magnetici per memoria tridimensionale.

Si è detto a suo tempo che la soluzione migliore per economia e semplicità è quella di raggruppare i 131 072 nuclei necessari in 32 piani di matrici quadrate, caduna avente un lato di 64 linee. Ogni matrice risulta dunque di 64 × 64 = 4096 nuclei; la pila dei 32 piani di matrice costituisce la memoria di 4096 voci, caduna di 32 bit.

Indicando con le coordinate X, Y le linee che si dipartono dai due lati di ciascuna matrice, si può individuare uno qualsiasi dei 4096 nuclei di una matrice mediante una coppia di numeri interi compresi tra 0 e 63.

Essendo 32 i piani della memoria, se le coordinate X, Y sono costanti per tutti i piani, con una coppia di coordinate intere si identifica una voce composta di 32 bit.

Dando poi il significato di coordinata Z alla posizione del piano matrice entro la pila, l'identificazione di uno dei 131 072 nuclei si riconduce alla selezione di 128 linee X, Y (selezione di voce) e di 32 piani Z (selezione del bit entro la voce).

Il problema centrale è ora di *selezionare in modo economico* le tre coordinate. Appare subito che è altamente ineconomico pensare di pilotare direttamente ciascuna linea X, Y con un tubo elettronico: occorrerebbero 128 × × 32 = 4096 tubi per matrice.

Una prima semplificazione è suggerita dall'identità delle coordinate X, Y in tutti i piani, assunta per postulato. Grazie all'assunzione fatta si collegheranno in serie tutte le 128 linee dei 32 piani; vale a dire la linea X_1 del piano Z_1 è connessa in serie con la linea X_1 di Z_2 ed ancora con X_1 di Z_3 sino alla X_1 di Z_{32}.

Tutte le 32 linee X_1 dei piani Z_i formeranno dunque un unico conduttore; lo stesso dicasi per tutte le altre 127 linee (fig. 14).

Un impulso di corrente in una linea quasivoglia interessa allora 64 × 32 = = 2048 nuclei; una coppia di impulsi su due coordinate eccita 32 nuclei, uno per piano di memoria.

Prescindendo per il momento dalla selezione di piano, il problema si riduce alla selezione di 64 linee X e 64 Y.

Poichè in ciascuna di esse la corrente deve poter fluire in 2 direzioni l'informazione binaria, occorrono 2 elementi elettronici pilota per ciascuna linea. In tutto 256 tubi pilota, azionabili da una rete decodificatrice a diodi atta a convertire l'indirizzo di 12 bit in una coppia di segnali su un totale di 128 uscite.

Si può ridurre drasticamente la complessità numerica di questa semplice, immediata soluzione ricorrendo al metodo delle matrici di selezione linea. Si immagini che le 64 linee X siano condotte all'intersezione di 8 ascisse e 8 ordinate di una matrice quadra a 16 linee; le intersezioni siano rappresentate fisicamente da altrettanti trasformatori d'impulsi a due primari ed un secondario, connessi appunto a matrice (fig. 15).

Altrettanto si faccia per le linee Y della memoria.

Le due matrici di selezione siano dette S_x ed S_y rispettivamente. Esse possono essere pilotate da un solo tubo per ciascuna linea, approfittando delle polarità delle fem indotte nel secondario. In tutto occorreranno solo 32 tubi.

Impiegando le proprietà adattatrici d'impedenza dei trasformatori, le matrici di selezione consentono il pilotaggio dei nuclei di memoria con tubi di potenza limitata, malgrado il basso rendimento dei trasformatori impulsivi.

Come comandare questi 32 tubi pilota? Si osservi che ciascun lato delle matrici selettive comprende 8 linee, rappresentabili da un numero binario di 3 bit. Dividendo i 12 bit dell'indirizzo in 4 gruppi di 3 bit caduno, si pos-

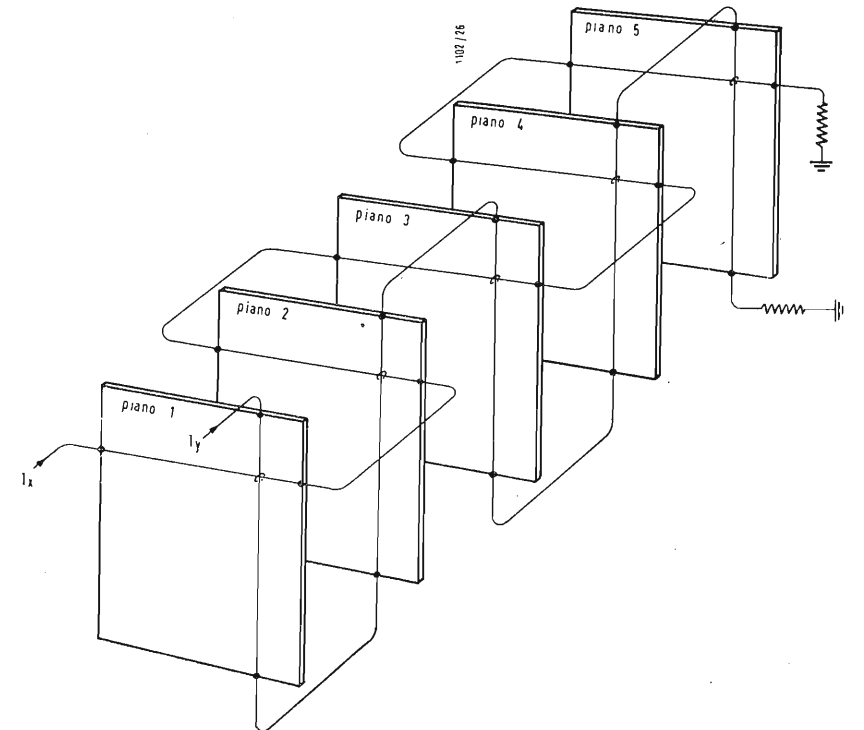



Fig. 14 - Selezione a 2 coordinate su parecchi piani matrice.

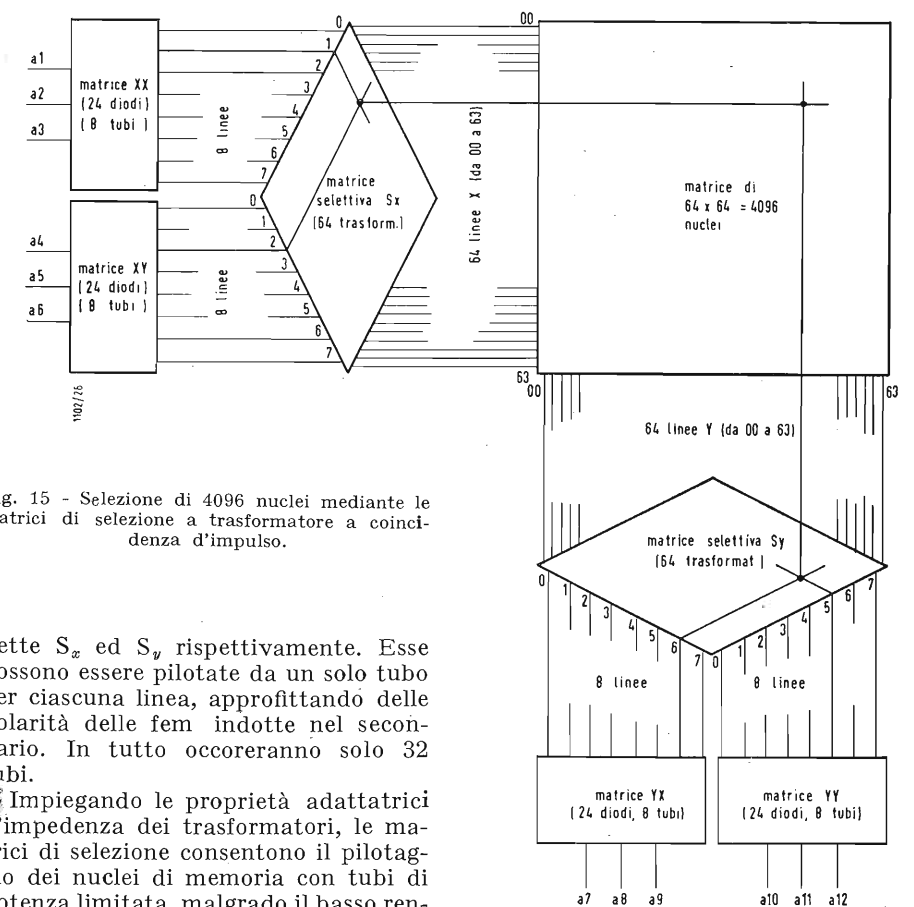



Fig. 15 - Selezione di 4096 nuclei mediante le matrici di selezione a trasformatore a coincidenza d'impulso.

sono comandare i 4 gruppi di linee XX, XY, YX, YY che accedono rispettivamente alle linee X ed Y di S_x ed alle linee X ed Y di S_y.

Praticamente, i gruppi di 3 bit entrano in una matrice decodificante ad 8 uscite, di semplice realizzazione (v. Art. II).

Concludendo, si è risolto il problema del pilotaggio di 4096 voci impiegando 128 trasformatori impulsivi raggruppati in 2 matrici selettive, pilotate da 32 amplificatori a corrente costante a loro volta comandati da 96 diodi suddivisi in 4 matrici decodificanti ad 8 uscite. La soluzione è dunque molto soddisfacente sia sotto l'aspetto economico sia sotto l'aspetto circuitale.

Resta ora da vedere come operare la *selezione di piano*.

Anche qui la soluzione più semplice ed immediata, quella di riprodurre 32 volte lo schema di soluzione ora presentato, si palesa gravemente ineconomica (4096 trasformatori di selezione, 1024 amplificatori di scrittura, 3072 diodi).

Si immagini però di concatenare in ciascun nucleo di un piano matrice una corrente eguale e contraria a quella che si manifesta su una delle due coordinate. La forza magnetomotrice risultante sarà nulla e su quel piano ma-

Fig. 16 - Il nucleo N, che in assenza della corrente inibitrice sarebbe commutato dalla contemporanea presenza delle correnti i_m sui due assi *X*, *Y*, risulta invece polarizzato perchè la somma delle due correnti in ascissa è nulla.

trice non sarà selezionato alcun nucleo. (fig. 16).

Provocando la corrente « inibitrice » su tutti i piani meno uno (ossia comandando l'inibizione in « barra » rispetto il piano da selezionare) si risolve il problema di selezionare una delle 32 coordinate Z della memoria. La corrente inibitrice è convogliata da un conduttore che viaggia parallelo alla linea di una coordinata X od Y. Le matrici formanti una memoria a 3 dimensioni hanno dunque 4 sistemi di fili: due di ascissa, di cui uno inibitore, uno di ordinata e uno di lettura.

I fili inibitori sono collegati in serie entro il piano; i fili di coordinata sono connessi in serie tra un piano e gli adiacenti; i fili di lettura emergono, uno per cadun piano, al relativo amplifificatore di uscita (fig. 17).

Fig. 17 - Connessione nei piani matrice tridimensionali.

Ciascun circuito inibitore è pilotato da un amplificatore a corrente costante esattamente eguale a quelli impiegati per pilotare le matrici di selezione. Questi 32 amplificatori soni comandati in barra da un circuito contatore binario, condizionato dal « Master Clock » in modo da comandare progressivamente la lettura (o scrittura) dei 32 piani corrispondenti ai 32 bit di ogni voce di macchina.

Anche la selezione Z è stata quindi risolta in modo molto soddisfacente.

3. - I CIRCUITI DI CONTROLLO DEL CALCOLATORE.

Con il rapido e sommario studio d'impostazione della Memoria Generale è terminata la rassegna degli organi essenziali del calcolatore in progetto. Organi non altrettanto indispensabili, ma utili al punto da non poter essere omessi nella realizzazione pratica della macchina, non sono trattati in questa sede.

Tra essi in primo luogo i mezzi di *Ingresso ed Uscita* delle informazioni, che tra l'altro esigono appositi ordini per poter esser comandati *automaticamente* da programma.

Infatti anche limitando tali mezzi ad una telescrivente corredata di lettore di nastro perforato tipo « Creed », che rappresenta la soluzione più semplice, si sarebbe dovuto complicare sensibilmente l'impostazione base ed aggiungere nozioni supplettive sulla tecnologia sulle telescriventi, che esulano dagli intenti di queste serie di articoli.

Iniziamo ora lo studio della Rete di Controllo che presiede, coordina e dirige i vari organi del calcolatore nel loro mutuo scambio di informazioni numeriche. Il processo elaborativo descritto ed esemplificato sinora avviene in modo sequenziale ed è descritto nel tempo da una serie di *cicli macchina*, ciascuno dei quali promuove l'esecuzione di una istruzione.

In un ciclo di macchina si riconoscono due *semicicli* principali:

a) *Interpretazione* dell'istruzione reperita in memoria generale dietro

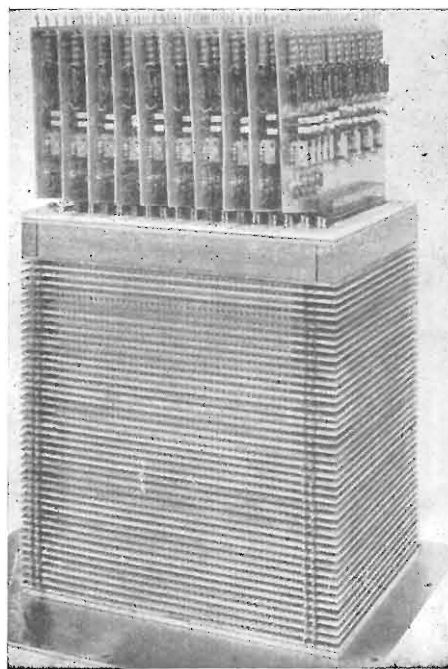



Fig. 18 - Vista d'insieme di una memoria tridimensionale a nuclei.

consultazione dell'indirizzo contenuto nel Contatore Istruzioni.

b) *Esecuzione* di detta istruzione.

L'uso della memoria a nuclei magnetici ad accesso istantaneo ha per-

Fig. 19 - Tempificazione.

messo di eliminare le fasi di ricerca dell'istruzione e del dato operando, indispensabili ad esempio nella macchine con memoria a tamburo magnetico, e logicamente necessarie perfino nella analogia esemplificativa adottata nei primi paragrafi.

Nell'ambito di ciascun semiciclo si hanno le seguenti funzioni:

a) Semiciclo Interpretativo.

Il contatore istruzioni CI vien collegato alle matrici di selezione indirizzo della memoria generale MG. Sono avviati 15 impulsi di lettura alla MG: dalla relativa uscita l'istruzione viene avviata nel registro programma: la parte ordine è registrata in RO, la parte indirizzo in RA.

Al termine del quindicesimo impulso di lettura MG la rete di controllo può iniziare l'interpretazione dell'istruzione, che è estremamente breve, tanto da concludersi in un impulso elementare (cioè nel periodo corrispondente alla frequenza con cui è generato il « Master Clock », frequenza pilota fondamentale dell'intera macchina).

b) Semiciclo Esecutivo.

Le matrici di selezione indirizzo MG sono ora connesse ad RA: questo naturalmente solo per quegli ordini che interessano la MG, ossia per i codici 1, 2, 3, 4. I codici 6, 7 operano solo su CI ed RA dovendo modificare la sequenza delle istruzioni.

Scalamento e permutazione, codice 5, coinvolgono il solo accumulatore AC. L'ordine di « Stop », codice 0, paralizza i circuiti tempificatori.

In ogni caso, la fase di esecuzione è completata in 32 impulsi elementari di macchina.

Simultanea all'esecuzione vera e propria, vi è l'incrementazione unitaria del CI. Per ragioni che saranno chiare nella discussione relativa all'ordine 6 e 7, essa avviene nella prima metà della semiciclo esecutivo.

Indicando con θ il periodo dell'impulso elementare Master Clock si hanno le seguenti durate:

Interpretazione: 16 θ, di cui 12 riservati al trasferimento dell'indirizzo dalla MG al RA, 3 al trasferimento dell'ordine al RO ed 1 per l'interpretazione di quest'ultimo.

Esecuzione: 32 θ, di cui i primi 12 riservati all'incremento del CI, che avviene contemporaneamente ed in modo del tutto indipendente dall'esecuzione vera e propria dell'istruzione.

Il ciclo di macchina dura allora 48 θ; siccome con le tecniche odierne si riesce ad interrogare e scrivere sulla MG alla velocità di 3 ÷ 7 μS/bit senza difficoltà, in un secondo trovano posto circa 4000 cicli macchina, ossia, in termini più espressivi, circa 4000 somme. Ciascun tempo macchina vale circa 240 μS.

3.1. - Tempificazione e flusso delle informazioni.

Per poter identificare i tempi di macchina e i relativi sottomultipli occorre una rete tempificatrice che partendo dagli impulsi pilota del master clock produca dei segnali o « gates » di durata opportuna.

Per la grande semplicità del calcolatore, sono sufficienti due gates della durata di 12 θ e 3 θ, ambedue con periodo 16 θ.

Essi consentiranno rispettivamente di identificare entro i 32 bit di una voce i 12 bit dell'indirizzo ed i 3 bit dell'ordine. Saranno indicati con i simboli T_1 e T_2 (Fig. 19).

L'ultimo θ di ciascun periodo è riconosciuto come l'unico non appartenente ai gates T_1 e T_2; detto T_3, si ha in notazione booleana:

$$T_3 = \overline{T_1 + T_2} = \overline{T_1}\,\overline{T_2}$$

e come tale è ricavato dai primi due.

Elettronicamente il master clock è ottenuto con un trasformatore bloccato a 200 kHz, con stabilizzazione della frequenza a circuito volano. I gates sono creati con contatori oppure, più semplicemente ma meno sicuramente, con ritardatori Phantastron e simili.

In un ciclo di macchina, della durata di 48 θ trovano posto 3 gates di ciascun tipo T_1, T_2, T_3.

Per individuare i 3 gates i ogni tipo, ossia per riconoscere il semiciclo interpretativo e le due fasi di quello esecutivo è indispensabile disporre una coppia di segnali supplementari. Un primo è ottenuto quale uscita di un flip-flop divisore di frequenza, pilotato da T_3 indicato α. Siccome il flip-flop inverte

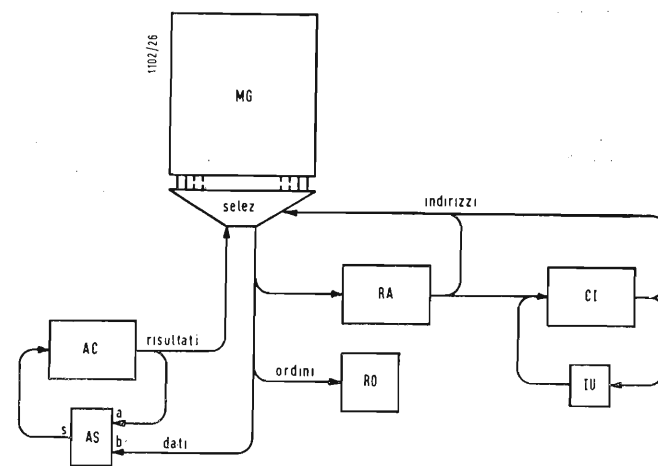



Fig. 20 - Flusso delle informazioni.

la propria posizione ogni 16 θ, si può individuare con α il semiciclo interpretativo e l'ultima fase del semiciclo esecutivo.

Un secondo flip-flop servirà a precisare ulteriormente la ciclatura di macchina. Infatti i prodotti logici

$$\bar{\alpha}\, T_1, \quad \bar{\alpha}\, T_2, \quad \bar{\alpha}\, T_3$$

definiscono compiutamente i gates proprii della prima fase del semiciclo esecutivo, mentre occorre distinguere ulteriormente i gates del semiciclo interpretativo da quelli della seconda fase del semiciclo esecutivo. All'uopo si dispone un altro flip-flop a doppio comando, pilotato dai segnali β^*, $\bar{\beta}^*$ tali che:

$$\beta^* = \alpha\bar{\beta}\, T_3 \qquad \bar{\beta}^* = \alpha\beta\, T_3$$

L'uscita diretta di questo flip-flop fornisce un segnale β che dura 32 θ, a partire dal 16° e che quindi ricopre tutto il semiciclo esecutivo.

I segnali che si ottengono combinando (colle operazioni booleane di somma e prodotto logico) T_1, T_2, T_3, α β sono sufficienti per comandare gli organi del calcolatore.

Per esempio il segnale $\beta\theta$ definisce fra tutti gli impulsi fondamentali θ quelli e solo quelli che sono presenti nel semiciclo esecutivo.

Sulla scorta dei gates di fase e di ciclo ora descritti è possibile descrivere il flusso delle informazioni tra i vari organi MG, AC, RO, AS, RA, CI, IU. Ogni trasferimento numerico è determinato dalla validazione di almeno un condizionatore e da un *treno* di impulsi scalatori inviati tanto al registro o memoria erogante quanto al registro di destinazione.

Un primo organigramma estremamente generico della struttura di macchina è disegnato in fig. 20. Sulla scorta di esso e delle precedenti nozioni cominceremo a descrivere in forma booleana il funzionamento della rete di controllo ed annessi.

È opportuno iniziare lo studio esaminando separatamente i termini delle equazioni, come compaiono da un esame sistematico d i cicli di lavoro. In un secondo tempo si riuniranno i vari termini per offrire il sistema finale di relazioni.

* * *

Semiciclo interpretativo. Nel semiciclo interpretativo, definito da $\bar{\beta}$, occorre leggere da MG e trasferire in RO, RA i 15 bit costituenti l'istruzione. Allo scopo si deve:

a) Estrarre da CI il suo contenuto, inviando 12 impulsi scalatori nel relativo canale e validando nel medesimo tempo il condizionatore di uscita A1 (fig. 21):

$$\text{Impulsi scalatori } I_{s,CI} = \bar{\beta}\, T_1\, \theta \quad (7)$$

$$\text{Validazione uscita A1} = \bar{\beta}\, T_1 \quad (8)$$

b) Comandare l'estrazione dei 15 bit dalla MG:

$$I_{e,MG} = \bar{\beta}\, \theta\, (T_1 + T_2) \quad (9)$$

c) Caricare l'istruzione testè estratta in RO, RA:

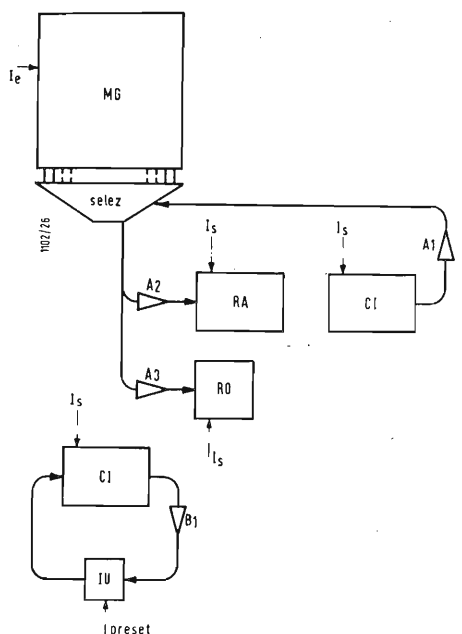



Fig. 21 - Fase Interpretativa e Incremento del Contatore Istruzioni.

$$\text{Impulsi scalatori } I_{s,RA} = \bar{\beta}\, T_1\, \theta \quad (10)$$

$$\text{Validaz. entr. RA A2} = \bar{\beta}\, T_1 \quad (11)$$

$$\text{Imp. scal. } I_{s,RO} = \bar{\beta}\, T_2\, \theta \quad (12)$$

$$\text{Validaz. entr. RO A3} = \bar{\beta}\, T_2 \quad (13)$$

* * *

Semiciclo esecutivo. Nel semiciclo esecutivo, definito da β, si provvede anzitutto, in fase $\bar{\alpha}\beta$, all'evoluzione del CI

$$\text{Validaz. som. unit. B 1} = \bar{\alpha}\beta\, T_1 \quad (14)$$

$$\text{Imp. scalatori } I_{s,CI} = \bar{\alpha}\beta\theta\, T_1 \quad (15)$$

Contemporaneamente sono eseguiti gli ordini previsti dalla tabella 4.

Per scrivere le relazioni tra le espressioni binarie di detti codici e i segnali da essi provocati nel semiciclo esecutivo è opportuno indicare in una tabellina lo stato dei flip-flop del registro RO quando ospita quel determinato codice. Si userà la lettera w corredata da un indice del peso binario; i tre flip-flop saranno posizionati in diretto o in barra a seconda della presenza di un livello I o di un livello 0 nel peso binario corrispondente:

Ricopia	1	$\bar{w}_4$	$\bar{w}_2$	w_1
Sottrai	2	$\bar{w}_4$	w_2	$\bar{w}_1$
Somma	3	$\bar{w}_4$	w_2	w_1
Memorizza	4	w_4	$\bar{w}_2$	$\bar{w}_1$
Scala o permuta	5	w_4	$\bar{w}_2$	w_1
Salta	6	w_4	w_2	$\bar{w}_1$
Salta se neg.	7	w_4	w_2	w_1
Stop	0	$\bar{w}_4$	$\bar{w}_2$	$\bar{w}_1$

Fig. 22 - Tabella 22.

Si esamina ora l'insieme delle commutazioni necessarie per realizzare ciascun ordine.

* * *

Ricopia ($\bar{w}_4\ \bar{w}_2\ w_1$)

Per trasferire un dato contenuto in MG entro AC si comanda una somma, presentando all'ingresso di AS il dato proveniente dalla MG ed impedendo al contenuto di AC di comparire al secondo ingresso dell'addizionatore (fig. 23). Dopo 32 scalamenti di AC il precedente contenuto è distrutto e rimpiazzato dal dato arrivato da MG.

L'esecuzione dell'ordine comporta:

a) Il comando di MG in lettura. Si richiedono 32 impulsi convogliati su un apposito canale di comando lettura. essi provvedono all'interrogazione della memoria ed alla automatica reiscrizione della voce estratta, per ovviare l'inconveniente della lettura distruttiva proprio delle memorie a nuclei magnetici.

Il comando di lettura della MG deve avvenire anche nel semiciclo esecutivo degli ordini « somma », « sottrai », definiti dai codici 2, 3; gli impulsi di lettura MG quindi sono:

$$I_{e,MG} = \bar{w}_4\, (w_2 + w_1)\, \beta\theta \quad (16)$$

ove β indica il semiciclo esecutivo, mentre l'espressione dei pesi di codice indica appunto l'esistenza del comando durante gli ordini di codice inferiore

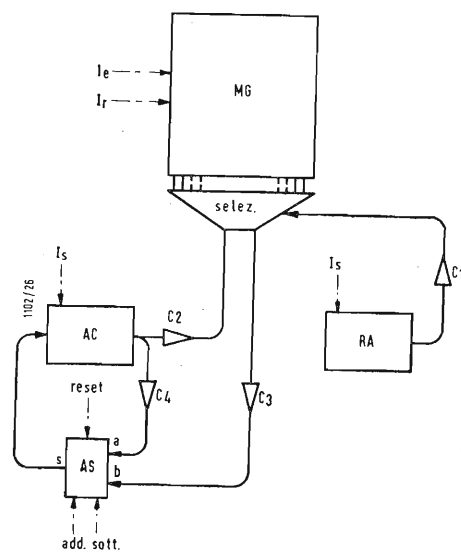



Fig. 23 - Semiciclo esecutivo e flusso dei dati.

a 4 (presenza di $\bar{w}_4$), ad eccezione del codice di Stop (somma logica in parentesi).

b) La validazione del condizionatore che collega l'uscita della MG all'ingresso (*b*) dell'AS. Questo condizionatore è detto del « Canale Dati » ed è indicato col simbolo C3 in fig. 23.

Anche C3 deve essere validato tutte le volte che il canale dati si rende attivo, cioè in occasione degli ordini « ricopia », « somma », « sottrai »; quindi, per quanto detto sopra:

$$C3 = \beta\, \bar{w}_4\, (w_2 + w_1) \quad (17)$$

c) Il comando di AS in somma. Infatti pur essendo inibito lo ingresso (*a*) di AS, il dato proveniente da MG potrebbe essere sottratto da un sottraendo nullo, ossia potrebbe essere complementato, se AS fosse comandato in sottrazione. Si osservi che ovviamente nell'ordine di somma si manifesta la stessa necessità, per cui il commutatore elettronico che presiede al funzionamento di AS deve ricevere un segnale

$$\text{Add} = w_1\, \beta \quad (18)$$

Si osservi che la condizione w_1 è comune a tutti i codici dispari. Essa è utile per gli ordini « somma », « ricopia » « scala o permuta » mentre non ha significato per il codice 7, che non mette in gioco nè AC nè AS.

d) Contemporaneamente al comando di lettura di MG e la validazione di C3, occore inviare alle matrici di selezione di MG l'indirizzo della voce da estrarre. Esso è contenuto nei flip-flop del registro RA, per cui occorre comandare 12 impulsi scalatori sulla linea di scalamento di RA e contemporaneamente validare il condizionatore C1 (fig. 23). Per semplicità non prendiamo in considerazione il registro « buffer » in cui i bit dell'indirizzo sono provvisoriamente conservati durante la selezione d'indirizzo: esso si suppone parte integrante di MG.

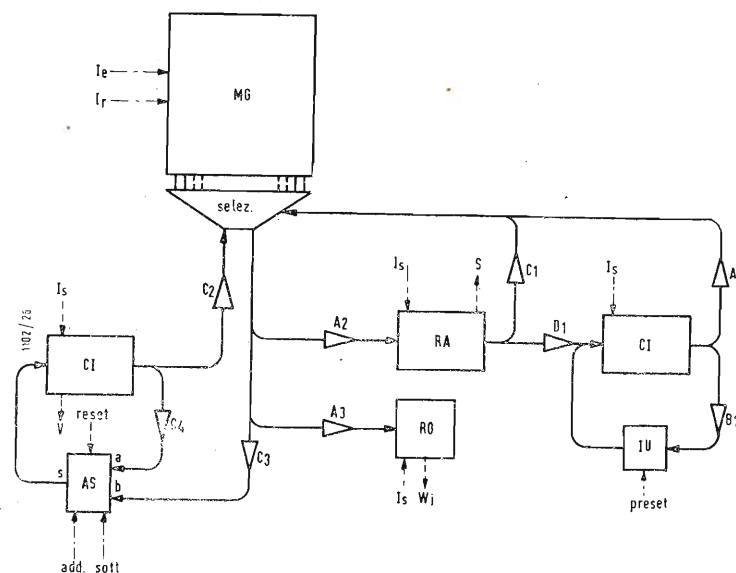



Fig. 24 - Organigramma logico generale.

Si porga attenzione che la MG è coinvolta nell'esecuzione dei codici: « ricopia », « somma », « sottrai », « memorizza », cioè nelle condizioni:

$$\bar{w}_4\bar{w}_2 w_1 + \bar{w}_4 w_2\bar{w}_1 + \bar{w}_4 w_2 w_1 + w_4\bar{w}_2\bar{w}_1$$

Questa espressione può scriversi nella forma:

$$\bar{w}_4\, (w_2 + w_1) + w_4\bar{w}_2\bar{w}_1$$

Il comando di validazione di C1 è allora:

$$C1 = \bar{\alpha}\beta\, T_1\, [\bar{w}_4\, (w_2 + w_1) + w_4\bar{w}_2\bar{w}_1] \quad (19)$$

Mentre gli impulsi scalatori su RA sono ovviamente:

$$I_{s,RA} = \bar{\alpha}\beta\, T_1\, [\bar{w}_4\, (w_2 + w_1) + w_4\bar{w}_2\bar{w}_1]\theta \quad (20)$$

e) Infine, l'accumulatore AC richiede pure 32 impulsi scalatori:

$$I_{s,AC} = \beta\, [\bar{w}_4\, (w_2 + w_1) + w_4\bar{w}_2\bar{w}_1]\theta \quad (21)$$

Si noti che la (20) si estende solo nella prima fase del semiciclo esecutivo, essendo la seconda fase riservata all'esecuzone degli ordini 6 e 7, che interessano pure RA, mentre la (21) mostra che gli impulsi scalatori occupano turto il semiciclo.

* * *

Somma ($\bar{w}_4 w_2 w_1$)

La chiusura del condizionatore C3 e del condizionatore C4 (fig. 23) consentono la somma. Valgono ancora le equazioni (16), (17), (18), (19), (20), (21) descritte a proposito dell'ordine precedente, rispettivamente per gli impulsi di lettura MG, comando C3, comando AS in somma, comando CI, impulsi scalatori di RA, impulsi scalatori di AC.

In più occorre il comando di C4:

$$C4 = \beta\, (\bar{w}_4 w_2\bar{w}_1 + \bar{w}_4 w_2 w_1)$$

La precedente equazione è comprensiva del comando di C4 in sottrazione e può esser semplificata in:

$$C4 = \beta\, \bar{w}_4 w_2 \quad (22)$$

Si osservi come la sintesi di comandi eseguita precedentemente ha semplificato la descrizione di questo ordine.

* * *

Sottrai ($\bar{w}_4 w_2\bar{w}_1$)

Si devono verificare tutte le condizioni proprie della somma, ad eccezione del comando di AS in sottrazione, che è legato all'assenza di peso binario unitario:

$$\text{Sott} = \overline{\text{Add}} = \bar{w}_1\, \beta \quad (23)$$

Il verificarsi di tale condizione per gli ordini « memorizza » e « salta » non dà luogo a controindicazioni.

Memorizza ($w_4\bar{w}_2\bar{w}_1$)

L'esecuzione dell'ordine implica la validazione di C1., e l'erogazione di impulsi scalatori su RA e su AC, descritti con le relazioni (19), (20), (21).

Per impedire che il trasferimento da AC a MG distrugga il contenuto di AC, il condizionatore C4 deve restare chiuso durante tutto il semiciclo esecutivo, per cui la (22) va completata:

$$C4 = \beta\, (\bar{w}_4 w_2 + w_4\bar{w}_2\bar{w}_1) \quad (24)$$

L'ordine « memorizza » è l'unico che consenta di trasferire dati da AC alla MG. All'uopö il condizionatore C2 è validato:

$$C2 = w_4\bar{w}_2\bar{w}_1\, \beta \quad (25)$$

Data l'assenza di altri ingressi alla MG, questo condizionatore può comprendere i comandi — o impulsi — di scrittura su MG.

* * *

Scala o Permuta ($w_4\bar{w}_2 w_1$)

Si è mostrato in precedenza come lo scalamento sia ottenibile comandando un solo impulso scalatore su AC e inibendo C4; la permutazione invece si ottiene con 31 impulsi scalatori e C4 validato.

Per la permutazione occorre dunque:

$$I_{s,AC} = \bar{T}_3\, \beta\theta\, w_4\bar{w}_2 w_1 \quad (26)$$

$$C4 = \bar{T}_3\, \beta\, w_4\bar{w}_2 w_1 \quad (27)$$

Quest'ultima relazione va sommata alla precedente (24), dopo esser stata completata dal termine di riconoscimento tra permutazione e scalamento. All'uopo si analizza il bit meno significativo di RA, ossia il bit meno significativo dello pseudo-indirizzo che accompagna l'ordine. Il relativo flip-flop di RA viene analizzato nel periodo elementare immediatamente precedente il semiciclo esecutivo, caratterizzato da $\bar{\beta}\, T_3$, quando occorre il codice $w_4\bar{w}_2 w_1$; indicando con S la sua uscita a livello « I », assumendo la convenzione che ad essa corrisponda l'operazione di scanalamento si ha:

$$C4 = \beta\, \bar{T}_3\, \bar{S}\, w_4\bar{w}_2 w_1 + \beta\, (\bar{w}_4 w_2 + w_4\bar{w}_2\bar{w}_1) \quad (28)$$

In questa equazione il prodotto logico $\bar{T}_3\, \beta$ indica 31 impulsi, ossia i 32 impulsi di una voce, ad eccezione dell'ultimo.

Gli impulsi scalatori su AC sono dati da:

$$I_{s,AC} = \alpha\beta\, T_3\, \theta\, w_4\bar{w}_2 w_1\, S + \beta\, \bar{T}_3\, \theta\, w_4\bar{w}_2 w_1\, \bar{S} \quad (29)$$

ossia:

$$I_{s,AC} = \beta\theta\, w_4\bar{w}_2 w_1\, (\bar{T}_3\, \bar{S} + \alpha\, T_3\, S) + = \ldots\ldots. \quad (30)$$

dove i puntini stanno ad indicare i termini descritti in precedenza, a proposito degli ordine di codice 1, 2, 3, 4.

Durante l'esecuzione del codice 5, l'addizionatore-sottrattore AS è comandato in somma a causa della (18), ma la cosa non ha importanza alcuna perchè in qualunque caso il condizionatore C3 è inibito, a causa della (17).

* * *

Salta ($w_4 w_2\bar{w}_1$)

Questo ordine non influisce minimamente su AC e su AS. Esso si limita a

trasferire il contenuto di RA in CI. L'operazione è eseguita *dopo* l'incrementazione del CI, eseguita in fase $\bar{\alpha}\beta$ del semiciclo esecutivo dalle (14), (15). Sono necessari 12 impulsi scalatori su RA ed altrettanti su CI:

$$I_{s,CI} = I_{s,RA} = \alpha\beta\, T_1\, \theta\, w_4\, w_2 \bar{w}_1 \qquad (31)$$

Il termine $\alpha\beta\, T_1\, \theta$ indica i 12 impulsi del *terzo* treno T_1 del ciclo macchina. Analogamente, il condizionatore D1 è validato (fig. 24):

$$D1 = \alpha\beta\, T_1\, w_4 w_2 \bar{w}_1 \qquad (32)$$

* * *

Salta se negativo ($w_4 w_2 w_1$)

Questo ordine si riduce all'esecuzione del precedente, solo e solo se il segno della voce contenuta in AC è negativo.

Sia V l'uscita del 32° flip-flop componente l'accumulatore AC. Se V indica appunto il livello « I », il trasferimento deve aver luogo:

$$I_{s,CI} = I_{sRA} = \alpha\beta\, T_1 w_4 w_2 w_1\, V\, \theta \qquad (33)$$

che può essere conglobata nella precedente [31]:

$$I_{s,CI} = I_{s,RA} = \alpha\beta\, T_1\, \theta\, w_4 w_2 (\bar{w}_1 + w_1 V) \qquad (34)$$

Analogamente il comando del condizionatore D1, comprensivo della precedente [32] risulta:

$$D1 = \alpha\beta\, T_1 w_4 w_2 (\bar{w}_1 + w_1 V) \qquad (35)$$

* * *

Stop ($\bar{w}_4\, \bar{w}_2\, \bar{w}_1$)

Non coinvolge alcun organo o registro di macchina. Agisce semplicemente paralizzando il flip-flop divisore di frequenza che produce il segnale α. Il « trigger » di tale flip-flop è il gate T_3. Detto α^* il segnale di pilotaggio del flip-flop, si deve verificare:

$$\alpha^* = (w_4 + w_2 + w_1)\, T_3 \qquad (36)$$

Infatti il termine entro parentesi si annulla solo per il codice di stop.

Ha così termine la descrizione del funzionamento di macchina mediante espressioni di tipo booleano. Parecchi termini saranno ora rinniti in espressioni più generali e concise; il sistema di equazioni che ne risulterà rappresenterà in qualsiasi istante ll fuuzionamento della macchina e quindi si potrà considerare la soluzione matematica del problema progettativo.

3.2. - Sintesi circuitale della rete controllo.

La Tavola delle Equazioni consente il progetto della Rete di Controllo, almeno se si prescinde dalle particolarità elettroniche (Fig. 26).

La rete deve:

a) Presiedere alla tempificazione.

b) Comporre i segnali di comando dei condizionatori.

c) Comporre i treni impulsivi.

Tutte queste operazioni vanno eseguite dal minimo numero di componenti (diodi, tubi elettronici). Le equazioni perciò sono elaborate opportunamente, secondo quanto stiamo per descrivere.

Dai segnali fondamentali T_1, T_2, si ricava T_3 come:

$$T_3 = \overline{T_1 + T_2}$$

mediante un mescolatore a due ingressi e un invertitore; il segnale $\mathbf{T_3}$ è disponibile all'ingresso dell'invertitore.

Il gate α ed $\bar{\alpha}$ sono prodotti pilotando il relativo flip-flop con il segnale (36). Per avviare e fermare il calcolo sono previsti due bottoni, « Start » e « Stop »; il primo è normalmente aperto, il secondo normalmente chiuso (in linguaggio non elettrico) e sono indicati con m, n nella seguente equazione, comprensiva della (36):

$$\alpha^* = (w_4 + w_2 + w_1 + m)\, T_3\, n \qquad (45)$$

Il pilotaggio del flip-flop β è ottenuto con le (37), (38), che presuppongono due condizionatori a tre ingressi.

Alcuni comandi di condizionatori sono molto semplici: così dalle (8), (11) emerge che A1 = A2. Seguono in ordine di complessità B1, C2, C3.

Si osservi ora che C1 è componibile con alcuni segnali di B1, C2, C3. Infatti se si pone:

$$B1 = \alpha\beta\, T_1$$

$$C2 = \beta\, w_4 \bar{w}_2 \bar{w}_1 = \beta\, w_{1,1} \qquad (46)$$

$$C3 = \beta\, \bar{w}_4 (w_2 + w_1) = \beta\, w_{1,2} \qquad (47)$$

la (19) diventa:

$$C1 = B1\, (w_{1,1} + w_{1,2}) \qquad (48)$$

Anche in altre relazioni si ottengono sensibili economie di progetto usando le (46), (47) e la relativa tecnica: così in C4 ed in $I_{s,AC}$.

Tutti i treni scalatori sono costruiti avvalendosi dei comandi testé costruiti.

La (12), tenendo conto della (13) diventa:

$$I_{s,RO} = A3\, \theta \qquad (49)$$

La (39), avvalendosi della (47), diviene:

$$I_{e,MG} = \bar{\beta}\theta\, (\bar{T}_3 + w_{1,2}) \qquad (50)$$

La (40) evidentemente è ricavata dalla (25):

$$I_{e,MG} = C2\, \theta \qquad (51)$$

La (41) colle (8), (14), (35) sarà:

$$I_{s,CI} = (A1 + B1 + D1)\, \theta \qquad (52)$$

La (42) impiega le (8), (19), (35) e diventa:

$$I_{s,RA} = (A1 + C1 + D1)\, \theta \qquad (53)$$

Infine la (43) tenendo conto delle (46), (47), diviene:

$$I_{s,AC} = (w_{1,1} + w_{1,2} + \bar{T}_3 \bar{S} w_4 \bar{w}_2 w_1 + \alpha\, T_3 S\, w_4 \bar{w}_2 w_1)\, \beta\theta \qquad (54)$$

Con la composizione dei treni scalatori ha termine la descrizione della sintesi della rete controllo e la progettazione logica della macchina. Lo schema logico di Fig. 26, che corrisponde alla Tavola delle Equazioni Logiche 25, costruito traducendo in simboli grafici le relative operazioni logiche, sarà realizzato praticamente in modo molto simile: occorrerà soltanto curare lo adattamento di impedenze, inserendo opportuni trasferitori catodici all'ingresso delle reti di diodi.

Per dare un'idea delle dimensioni reali della rete di controllo di un medio calcolatore, provvisto di moltiplica e di divisione, che sono operazioni molto complesse da costruire, basterà dire che essa impiega da parecchie centinaia a qualche migliaio di diodi al germanio e qualche centinaio di tubi elettronici, per il pilotaggio e gli invertitori.

TAVOLA DELLE EQUAZIONI
(Tav. 25)

a) Segnali tempificatori:

$$\alpha^* = (w_4 + w_2 + w_1)\, T_3 \qquad (36)$$
$$\beta^* = \alpha\beta\, T_3$$
$$\bar{\beta}^* = \alpha\beta\, T_3$$

b) Aritmetica:

$$S = A\bar{B}\bar{R} + \bar{A}B\bar{R} + A\bar{B}R + ABR \qquad (1)$$
$$R = B\bar{C} \qquad (3)$$
$$\bar{R}^* = \bar{B}C$$
$$C = A\ \text{sott} + \bar{A}\ \text{add} \qquad (4)$$
$$C = A\ \text{sott} + \bar{A}\ \text{add}$$
$$\text{add} = w_1\beta$$
$$\text{sott} = \bar{w}_1\beta \qquad (23)$$
$$\text{reset} = \bar{\beta}\, T_3$$
$$S_{IU} = \bar{A}R + A\bar{R} \qquad (5)$$
$$\bar{R}^*_{IU} = \bar{A} \qquad (6)$$
$$\text{preset}_{IU} = \bar{\beta}\, T_3$$

c) Condizionatori:

$$A1 = \bar{\beta}\, T_1 \qquad (8)$$
$$A2 = \bar{\beta}\, T_1 \qquad (11)$$
$$A3 = \bar{\beta}\, T_2 \qquad (13)$$
$$B1 = \bar{\alpha}\beta\, T_1 \qquad (14)$$
$$C1 = \bar{\alpha}\beta\, T_1\, [\bar{w}_4 (w_2 + w_1) + w_4 \bar{w}_2 \bar{w}_1] \qquad (19)$$
$$C2 = \beta\, w_4 \bar{w}_2 \bar{w}_1 \qquad (25)$$
$$C3 = \beta\, \bar{w}_4 (w_2 + w_1) \qquad (17)$$
$$C4 = \beta\, (\bar{w}_4 w_2 + w_4 \bar{w}_2 w_1 \bar{T}_3 \bar{S} + w_4 \bar{w}_2 \bar{w}_1) \qquad (28)$$
$$D1 = \alpha\beta\, T_1\, w_4 w_2 (\bar{w}_1 + w_1 V) \qquad (35)$$

d) Treni impulsivi

$$I_{e,MG} = [\bar{\beta}\, (T_1 + T_2) + \beta\, \bar{w}_4 (w_2 + w_1)]\, \theta \qquad (39)$$
$$I_{r,MG} = \beta\, w_4 \bar{w}_2 \bar{w}_1\, \theta \qquad (40)$$
$$I_{s,CI} = [\bar{\beta}\, T_1 + \bar{\alpha}\beta\, T_1 + \alpha\beta\, T_1\, w_4 w_2 (\bar{w}_1\, w + w_1 V)]\, \theta \qquad (41)$$
$$I_{s,RA} = \{\bar{\beta}\, T_1 + \bar{\alpha}\, \beta\, T_1\, [\bar{w}_4 (w_2 + w_1) + w_4 \bar{w}_2 \bar{w}_1] + \alpha\beta\, T_1\, w_4 w_2\, (\bar{w}_1 + w_1 V)\}\, \theta \qquad (42)$$
$$I_{s,RO} = \bar{\beta}\, T_2\, \theta \qquad (12)$$
$$I_{s,AC} = \beta\, [\bar{w}_4 (w_2 + w_1) + w_4 \bar{w}_2 \bar{w}_1 + w_4 \bar{w}_2 w_1\, \alpha\, T_3\, S + \bar{T}_3\, \bar{S}\, w_4 \bar{w}_2 w_1]\, \theta \qquad (43)$$

La Tavola è stata redatta conglobando in un unico membro i termini che compaiono in tempi diversi delle precedenti descrizioni.

Così la (9) e la (16) danno luogo alla equazione completa (39), la (41) è comprensiva delle (7), (15), (34); la (10), (20), (34) e finalmente la (43) è la somma della (21) e della (30).

4. - BIBLIOGRAFIA

High Speed Computer Stores 2,5 *Megabits*. Electronics, Ottobre '57.

A Myriabit Memory, Proceedings of I.R.E., Ottobre '53.

HAO WANG, *The Logic of Automata*, Journal of Association for Computing Machinery, Aprile '56.

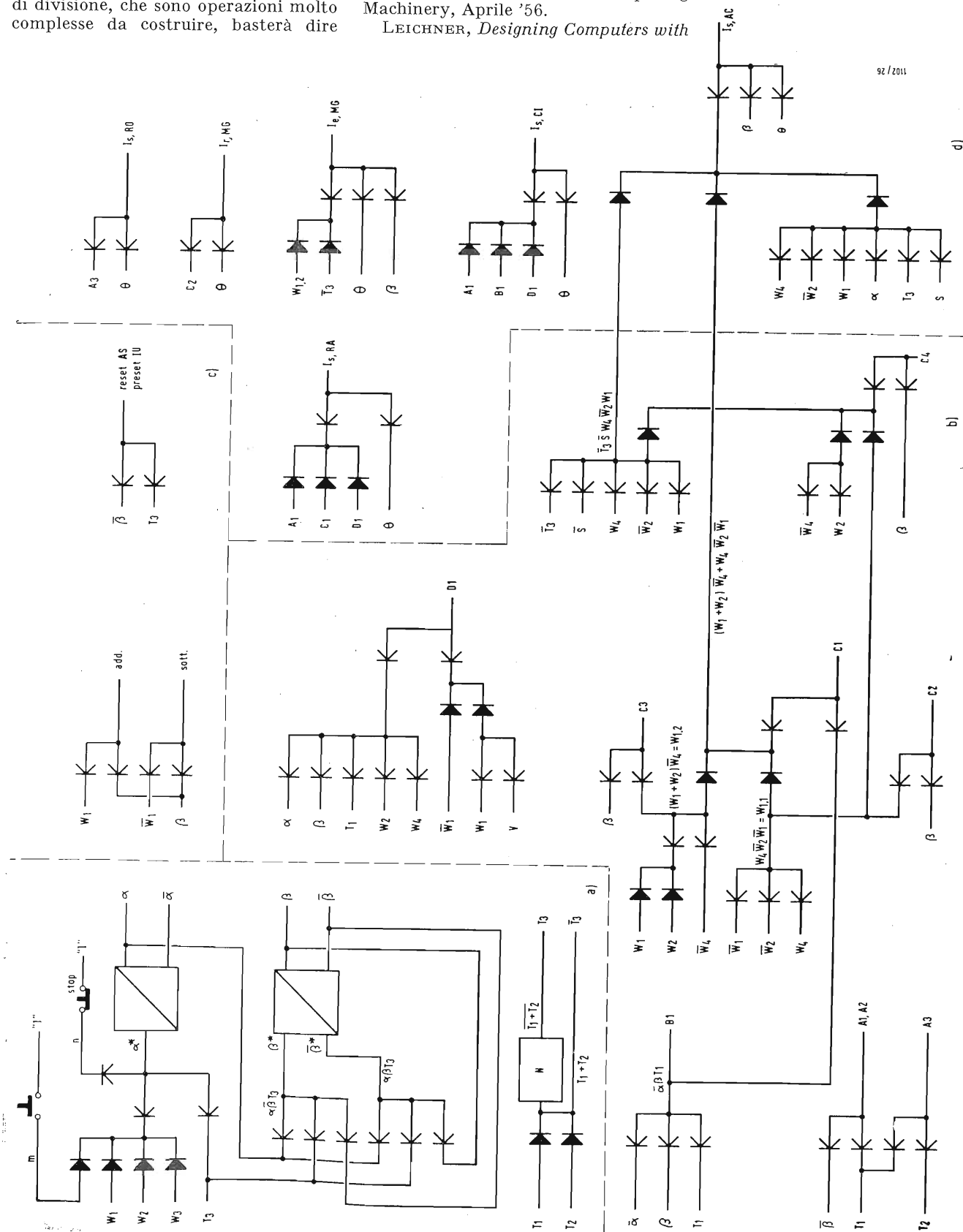
LEICHNER, *Designing Computers with a Computer*, Journ. of Ass. for Compt. Machinery, Aprile '57.

Logical Design of Digital Computers; Phisters; J. Wiley editor.

Arithmetic Operations in Digital Computers; Richard; Van Nostrand editor.

Foss, *A 32000 — Word Magnetic — Core Memory*, IBM Journal of Research, Aprile '57.

A.

Fig. 26 - Schema Logico della Rete di Controllo: *a*) tempificazione; *b*) condizionatori; *c*) comandi asilari; *d*) treni d'impulsi.

Caratteristiche di Tiratron Moderni

I TIRATRON sono, come è noto, triodi o tetrodi «jonici» cioè che contengono del gas o del vapore di mercurio a bassa pressione i cui atomi, bombardati dagli elettroni emessi dal catodo, si jonizzano (prevalentemente per perdita di un elettrone) entrando anche essi nel processo della conduzione. D'altronde questi joni positivi, attratti dal catodo (che ha polarità contraria) acquistano una notevole energia cinetica sicchè a loro volta bombardano e jonizzano altri atomi. È un processo a catena, rapido ma che tuttavia richiede un tempo finito (10÷200 microsecondi) e che rende altamente conduttrice la valvola. La d.d.p. ai capi del circuito anodico si riduce a pochi volt; la griglia, se tenuta a tensione sufficientemente negativa, può bensì impedire l' innesco, impedendo agli elettroni di uscire dal catodo; per de però ogni controllo, una volta innescatosi il processo a catena. Questo, quindi, non può interrompersi se non facendo diventare negativa la placca, per il breve tempo necessario alla dejonizzazione (100÷1000 microsecondi, mediamente).

Nelle valvole contenenti un gas nobile la pressione cresce con la temperatura, per la legge di Gay-Lussac; le variazioni di pressione influenzano, entro certi limiti, tutte le caratteristiche di funzionamento.

Nelle valvole a vapore di mercurio questa influenza è assai più sentita, ovviamente, giacchè il vapore saturo (che a qualunque temperatura si forma in presenza del proprio liquido) ha un grado di saturazione (cioè di molecole di vapore nell'unità di volume) quindi anche una pressione, sensibilmente crescente con la temperatura del punto più freddo (1).

L'emissione elettronica cresce con la temperatura del catodo. La evaporazione del mercurio è legata a un assorbimento di calore, quindi a un raffreddamento; l'inverso dicasi della condensazione. Ne risulta quindi un equilibrio dinamico e mutevole di tutti i parametri in giuoco.

Una caratteristica importante dei diodi e dei triodi jonici è la tensione inversa (placca negativa) che sopportano senza scaricare. Queste scariche avvengono per fenomeni secondari e possono sia, talora, provocare la distruzione della valvola, sia dar luogo in ogni caso a un corto circuito nel trasformatore di alimentazione. La tensione inversa di cresta che la valvola sopporta quando non è conduttrice costituisce, evidentemente, la massima tensione di esercizio ammissibile.

Un'altra importante caratteristica di queste valvole è la tolleranza a forti sovraccarichi, purchè di breve durata.

Queste valvole si proteggono con fusibili individuali e spesso anche con resistori che limitino la corrente di sovraccarico in qualunque caso.

Le valvole a vapore di mercurio sono più robuste, specie nei raddrizzatori polifasi a carico induttivo. Inoltre sopportano più elevate tensioni inverse, data la minore pressione del vapore di mercurio rispetto al gas (le valvole a gas non superano 1500 V).

Le valvole a vapore di mercurio hanno però diversi svantaggi:

1) Da quanto precede si intuisce che esse hanno una caratteristica di innesco fortemente dipendente dalla temperatura.

2) Richiedono un tempo notevole affinchè, accesa la valvola, il mercurio e il bulbo giungano alla temperatura di equilibrio necessaria; e tempo lunghissimo dopo un trasporto, per assicurarsi che goccioline di mercurio, eventualmente divise e spruzzate qua e là, evaporino e ricadano nella parte bassa della valvola.

3) Funzionano solo nell'intervallo massimo di temperatura 10° ÷ 70° C.

4) Richiedono il montaggio in posizione verticale per evitare che mercurio liquido giunga in prossimità dell'anodo.

Alcune ditte, fra cui la Brown Boveri, producono modernamente tiratron nei quali sono mescolati vapore di mercurio e un gas raro (argo). In tal modo si ottengono i vantaggi seguenti:

1) È possibile iniziare il funzionamento anche con temperature esterne molto basse (— 40°C). Al principio il gas presenta una elevata resistenza, ciò che rapidamente riscalda la valvola; finchè interviene il vapore di mercurio a prendere su di sé la conduzione.

2) Il tempo di riscaldamento è ridotto al tempo di riscaldamento del catodo.

3) Il limite di vita delle valvole a gas dipende dalla progressiva frantumazione degli atomi di gas. Ciò non ha luogo in queste valvole, in cui il gas lavora solo fino a che non interviene il vapore di mercurio, cioè al disotto dei 20°C; praticamente solo nei periodi di avviamento.

4) Dosando opportunamente il gas, si raggiunge la stessa tensione inversa delle valvole a solo vapore di mercurio (2000 V).

5) La corrente di punta ammissibila è maggiore.

Poiché poi l'introduzione del bulbo del mercurio allo stato liquido presenta degli svantaggi, la Brown Boveri ha studiato un procedimento speciale. Nel bulbo viene collocata una pastiglia costituita di varie polveri compresse, e cioè: protossido di mercurio (HgO), zirconio come riduttore (Zr) e un elemento capace di ritardare le reazioni (p. es. Fe). Al riscaldamento il mercurio si libera mentre l'ossigeno viene fissato stabilmente in ossido di zirconio, ZrO_2, il quale poi agisce anche da getter.

La produzione è più facile, il prodotto è più omogeneo. La quantità di mercurio così introdotta è abbastanza grande per non incidere sulla vita della valvola, che è limitata dalla durata del catodo. Il tempo di preriscaldamento alla prima volta o dopo un trasporto è abbreviato Inoltre la valvola può essere montata in qualunque posizione poiché non ci sono più goccioline di mercuzio che possano raggiungere l'anodo.

Diamo in tabella le caratteristiche di alcuni tiratron Brown-Boveri.

(dott. ing. Piero Nucci)

(1) Mentre eventuali variazioni di pressione si propagano immediatamente in tutto il bulbo, le variazione di temperatura si propagano assai più lentamente. Ne segue che il raffreddamento di una piccola zona provoca condensazione del vapore *in quel punto* e quindi abbassamento della pressione del vapore *in tutto il bulbo.*

Caratteristiche di taluni tiratron Brown-Boveri

TIPO	TA 1/2	TA 2/3	TA 2/6	TA 2/12
Fil. (± 5%) [V]	2.5	2.5	2.5	2.5
Tempo di riscald. [sec]	30	30	30	120
Temperature [°C]	— 40 ÷ ± 70			
Massima tensione [V]	2000			
Massima corrente raddrizzata [A]	1.6	3.2	6.4	12.5
Corrente di punta [A]	20	40	80	150

Il Nuovo Triodo di Potenza FIVRE 3F20 AC

PRESENTIAMO il triodo 3F20 - AC con filamento di tungsteno puro.

Questo triodo, destinato principalmente alle applicazioni elettroniche nel campo industriale, ha un catodo costituito da un filamento di tungsteno puro che viene alimentato in monofase e richiede una potenza di accensione di circa 3,7 kW (15 V — 250 A); l'anodo può dissipare 20 kW sia con raffreddamento ad acqua (in camicia FIVRE SA58) sia, eventualmente, con raffreddamento ad aria forzata.

La struttura della valvola è particolarmente robusta, compatta, ed in particolare segnaliamo il fatto che il suo filamento è stato ancorato in maniera tale da assicurargli maggior sicurezza contro deformazioni ed un maggior rendimento rispetto a valvole similari della stessa potenza.

La chiusura del tubo è stata realizzata tra metallo e metallo con una moderna tecnica di saldatura ad arco in corrente di gas inerte per proteggere dall'ossidazione la parte saldata, e facendo uso di un elettrodo di tungsteno. Si ottengono così ottimi risultati sia dal punto di vista meccanico che da quello relativo alla possibilità di ottenere un vuoto più efficiente. Anche l'aspetto estetico si presenta assai più brillante.

Dal triodo si può ottenere una potenza utile massima di 60 kW a frequenze fino a 10 MHz nelle condizioni quale amplificatore od oscillatore a RF in classe C.

Per ulteriori dati d'impiego rimandiamo naturalmente ai dati tecnici caratteristici del tipo.

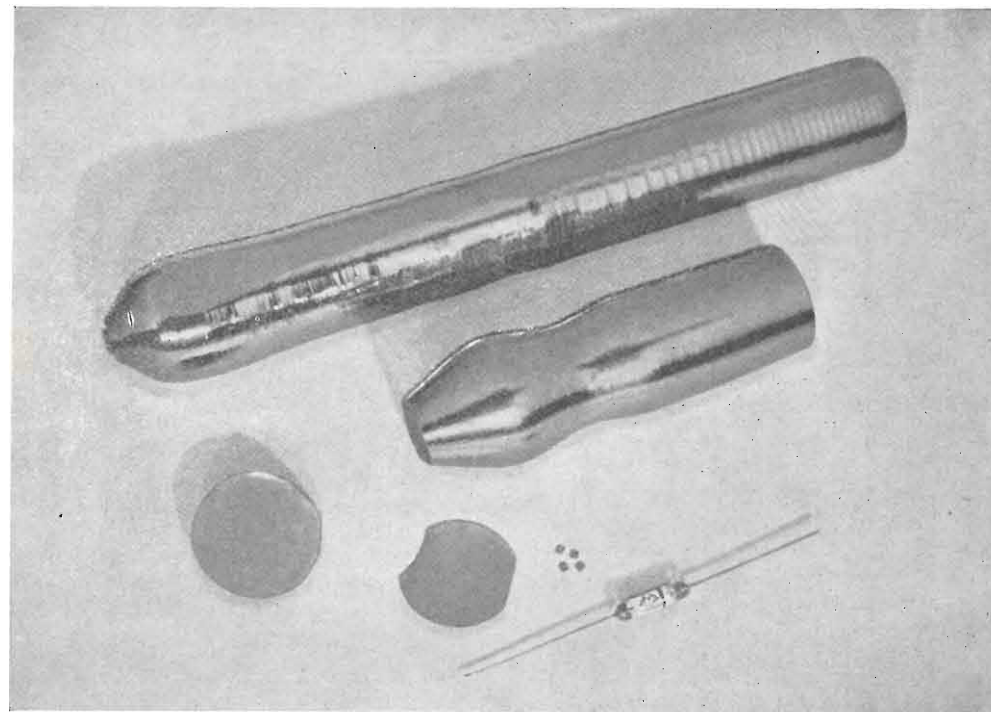
Questo nuovo triodo potrà certamente trovare conveniente impiego sia per la realizzazione di nuovi apparati sia per la sostituzione (con piccole varianti di ordine meccanico per le quali gli accessori vengono forniti a corredo del tubo) di analoghe valvole d'importazione esistenti sul mercato

(i.t.f.)

Raddrizzatori al Germanio FIVRE per Piccole Correnti

LA FIVRE ha iniziato la produzione di una nuova serie di diodi al germanio dei quali riteniamo utile fornire ai Lettori interessati le caratteristiche più salienti nella tabella sotto riportata.

Si tratta dei tipi 1N91 - 1N92 e 1N93, diodi a giunzione per diffusione per diffusione *p-n*, progettati per l'impiego come raddrizzatori di medie e piccole potenze con tensioni di picco inverso fino a 300 V.

L'alto valore della resistenza inversa e quello bassissimo della resistenza diretta assicurano una efficienza di rettificazione quasi del 100%. Di dimensioni alquanto ridotte possono lavorare fino a temperatura ambiente di 65 °C; la perfetta ermeticità dell'involucro metallico ne garantisce l'ottima stabilità ed una lunga vita. *(i.t.f.)*

Dalla barra di germanio monocristallo al diodo al germanio è tutta una serie di lavorazioni delicatissime. Nella foto sono schematizzate le fasi principali di trasformazione tecnologica del germanio. In basso a destra un diodo quasi a grandezza naturale. *(Foto Telefunken)*

Caratteristiche elettriche

(Temp. = 55 °C ; Freq. = 50 Hz ; Carico resistivo)

	TIPO		1N91	1N92	1N93
Caratteristiche inverse	Massima tensione di picco inversa	V	100	200	300
	Massima corrente di picco inversa (alla max tensione di picco inversa)	mA	2.7	1.9	1.2
	Massima tensione continua inversa	V	30	65	100
Caratteristiche dirette	Corrente raddrizzata	mA	150	100	75
	Caduta di tensione diretta (a pieno carico)	V	0.5	0.5	0.5
	Massima corrente transistoria non ricorrente (per un solo ciclo diretto di 0,01 sec.)	A	25	25	25
	Massima frequenza di funzionamento	kHz	50	50	50
	Massima temperatura di immagazzinamento	°C	85	85	85

Amplificatore a Transistori con Reazione Multipla*

Quando in un amplificatore a transistori si usa un circuito di reazione multipla, si ottiene il grande vantaggio che alcune delle caratteristiche dell'amplificatore (come il guadagno di tensione e di corrente e le impedenze di ingresso e di uscita) possono esser predeterminate e risultano indipendenti dalle variazioni dei parametri dei transistori.

UN POSSIBILE metodo per progettare un circuito a transitori stabile e riproducibile è di impiegare una reazione negativa in ogni stadio. Poichè un circuito di reazione totale, fra tre o più stadi, presenta notevoli difficoltà, l'impiego di una reazione negativa in ciascuno dei singoli stadi elimina praticamente il problema delle oscillazioni e riduce notevolmente le difficoltà del progetto.

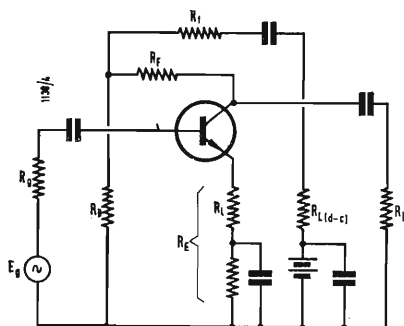



Fig. 1 - Amplificatore in c.a. a transistori con maglie di reazione sia in serie che in parallelo.

Se inoltre si impiegano maglie di reazione sia in serie che in parallelo l'amplificatore diventa molto versatile e il progettista può prestabilire molte delle caratteristiche del circuito come per es. il guadagno di tensione e di corrente e le impedenze di entrata e di uscita. In tal modo l'amplificatore può essere adattato a qualsiasi scopo pratico. Se la reazione negativa è notevole, l'amplificatore può essere reso indipendente dalle variazioni dei parametri dei singoli transistori. I passi del progetto di un amplificatore in c.a. a transistori sono:

1) analisi del circuito in c.a. (prima approssimazione considerando segnali di piccola ampiezza);

2) scelta del punto di funzionamento (considerando segnali di grande ampiezza);

3) analisi del circuito in c.c. (stabilità del punto di polarizzazione).

In figura 1 è rappresentato il circuito che deve essere analizzato; in esso, come si vede, sono presenti sia maglie di reazione in serie che maglie di reazione in parallelo.

Questo è un possibile metodo per ottenere una buona stabilizzazione del punto di polarizzazione mediante l'uso sia di una reazione della tensione del collettore R_F sia una reazione della corrente del collettore R_E. Nei riguardi dell'analisi in c.a., se R_F non è molto più grande di R_f l'effettiva reazione di tensione in c.a. può essere considerata quella causata dalle due resistenze R_F R_f in parallelo.

Nella fig. 2 è rappresentato il circuito equivalente (nei rispetti della corrente alternata) derivato dal circuito di fig. 1 sulla base delle ipotesi:

$$R_B \gg R_{in}$$
$$R_B \gg R_g$$
$$R_f \ll R_B$$

e dove naturalmente la resistenza sul collettore $R_{L\,(a-c)}$ è il risultato del parallelo fra $R_{L\,(d-c)}$ e R_L, cioè:

$$R_{L\,(a-c)} = \frac{R_L\, R_{L\,(d-c)}}{R_L + R_{L\,(d-c)}}$$

Successivamente, usando questo circuito equivalente si può trasformare il transistore e i relativi circuiti di reazione in un circuito a quattro terminali, valido nella approssimazione di segnali di piccola ampiezza. Si ottiene così il circuito di fig. 3, a cui si può applicare il calcolo delle matrici per ricavare le relazioni fra le varie proprietà del circuito.

Nell'ipotesi di un buon transistore a giunzione, dal calcolo delle matrici si ricava il guadagno di tensione per segnali di piccola ampiezza:

$$A_v \cong \frac{R_f\, R_L\,(R_e - a_{fb}\, r_c) + r_c\, R_L\,(h_{11b} + R_e)}{R_f\, R_L\,(r_b + R_d) + r_c\,(h_{11b} + R_e)\,(R_L + R_f)} \qquad [1]$$

dove:

$$R_d = r_e + R_e$$
$$h_{11b} = r_e + r_b\,(1 - a_{fb})$$

(r_e, r_b, h_{11b} ecc. sono riportati nei listini delle case costruttrici).

Assumendo che $ar_c \gg R_e$ il guadagno di tensione può essere semplificato:

$$A_v \cong \frac{-\,a_{fb}\, r_c\, R_f\, R_L + R_L\, r_c\,(h_{11b} + R_e)}{R_f\, R_L\,(r_b + R_d) + r_c\,(h_{11b} + R_e)\,(R_L + R_f)} \qquad [2]$$

Se si fa in modo che $R_f \gg h_{11b} + R_e$ e $r_c \gg R_f$ il guadagno di tensione per segnali di piccola ampiezza diventa:

$$A_v \cong -\frac{a_{fb}}{h_{11b} + R_e} \times \frac{R_L\, R_f}{R_L + R_f} \qquad [3]$$

Se le due ipotesi precedenti sono valide si possono presentare i seguenti casi:

1) $R_L \gg R_f$: si ha una forte reazione di tensione o in parallelo;

2) $R_e \gg h_{11b}$: si ha una forte reazione di corrente o in serie.

Quando queste due eventualità si presentano contemporaneamente, il guadagno di tensione per segnali di piccola ampiezza si riduce a:

$$A_v \cong -\frac{a_{fb}\, R_f}{R_e} \qquad [4]$$

Per i buoni transitori a giunzione si ha che a ha un valore di 0,95 o ancora più prossimo all'unità, quindi si ha:

$$A_v \cong -\frac{R_f}{R_e} \qquad [5]$$

Per calcolare il guadagno di corrente per segnali di piccola ampiezza bisogna fare ulteriori ipotesi.

Nell'ipotesi che $r_c \gg R_f$ e $R_f \gg h_{11b} + R_e$ si ha per il guadagno di corrente:

$$A_i \cong \frac{a_{fb}\, R_f}{R_L + (1 - a_{fb})\, R_f + (h_{11b} + R_e)} \qquad [6]$$

Se si vuole avere una grande quantità di reazione sia in serie che in parallelo e si dispone di un buon transistore a giunzione si può ritenere $R_e \gg h_{11b}$, $R_L \gg R_f$, $a_{fb} = 1$, quindi:

$$A_i \cong -\frac{R_f}{R_L + R_e} \qquad [7]$$

Il guadagno di potenza per segnali di piccola ampiezza può essere calcolato con la seguente semplificazione:

$$A_P \cong A_v\, A_i \qquad [8]$$

La resistenza di ingresso per segnali di piccola ampiezza è data da:

$$R_{in} \cong \frac{(R_L + R_f)\,(h_{11b} + R_e)}{R_L + (h_{11b} + R_e) + (1 - a_{fb})\, R_f} \qquad [9]$$

con le ipotesi:

$$a_{fb} = 1, \qquad R_e \gg h_{11b}$$

si ha:

$$R_{fn} = \frac{(R_L + R_f)\, R_e}{R_L + R_e} \qquad [10]$$

Per una grande quantità di reazione in parallelo:

$$R_L \gg R_f$$

la resistenza di entrata diventa:

$$Ri_n \cong \frac{R_L\, R_e}{R_L + R_e} \qquad [11]$$

e se inoltre la resistenza $R_L \gg R_e$, la resistenza di ingresso si avvicina al valore della resistenza di reazione serie R_e. La resistenza di uscita per segnali di piccola ampiezza può essere determinata come segue:

$$R_o \cong (R_g + R_e)\,(h_{11b} + R_e) + \frac{(1 - a_{fb})\, R_f\, R_g}{R_g + (h_{11b} + R_e)} \qquad [12]$$

con le ipotesi:

$$R_f \gg R_g; \quad a_{fb} \cong 1; \quad R_e \gg h_{11b}$$

si ha:

$$R_o \cong \frac{R_f\, R_e}{R_g + R_e} \qquad [13]$$

Se $R_e \gg R_g$, la resistenza di uscita si avvicina al valore della resistenza di reazione in parallelo R_f.

Siano dati i seguenti dati per il progetto di un amplificatore a transitori: Minimo guadagno di corrente del transitore in corto circuito $a_{fb} = 0{,}97$; impedenza di ingresso del transitore in cortocircuito $h_{11b} = 30\ \Omega$; impedenza del generatore $= 1000\ \Omega$; impedenza di carico $= 3000\ \Omega$, guadagno di tensione desiderato $= 15$; impedenza di ingresso desiderata $= 1000\ \Omega$.

Usando l'equazione [3] e facendo l'ipotesi che $R_f \gg R_L$, si ha:

$$A_v \cong -\frac{a_{fb}\, R_L}{h_{11b} + R_e}$$

Sostituendo i valori sopra specificati e risolvendo per R_e si ottiene $R_e = 164\ \Omega$.

Poichè il valore di resistenza standard più prossimo è 160 Ω si fa $R_e = 160\ \Omega$.

Dalla equazione [10] si ha:

$$R_{in} \cong \frac{(3000 + R_f)\ (30 + 130)}{3000 + 30 + 130}$$

Poichè R_{in} deve essere 1000 Ω, si ottiene per R_f il valore 16.700 Ω. Per R_f si prende il più vicino valore standard 16000 Ω.

Dalla equazione [3] si ricava per A_v il valore — 12,9, che è leggermente inferiore al valore desiderato, cioè 15. Scegliendo un valore minore per la resistenza di reazione in serie R_e, l'amplificazione di tensione tende ad aumentare.

Perciò se si sceglie per R_e il valore 130 Ω, l'equazione 9 diventa:

$$R_{in} = \frac{(3000 + R_f)\ 160}{3000 + 160 + 0{,}3\, R_f}$$

Per $R_{in} = 1000\ \Omega$, R_f risulta 20.600 Ω. Prendiamo per R_f una resistenza da 20000 Ω e dalla equazione [3] si calcola il valore di A_v, che risulta 15,8. Sostituendo il valore 20000 Ω per R_f nella equazione 9, si ricava che $R_{in} = 980\ \Omega$. Si vede quindi che ponendo $R_f = 20000\ \Omega$; $R_e = 130\ \Omega$, si ottengono i desiderati valori dell'amplificazione di tensione e della resistenza di ingresso con variazioni rispettivamente del 5% e del 2%. Si potrebbe ottenere una ancor maggiore approssimazione usando valori di resistenza non standard. Usando i valori determinati sopra, la resistenza di uscita, calcolata in base alla equazione [12], risulta 3280 Ω.

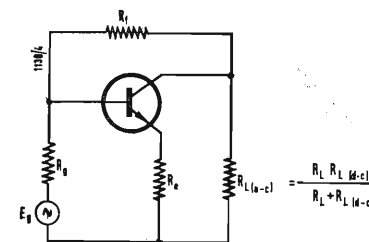



Fig. 2 - Circuito equivalente in c.a. derivato dal circuito di fig. 1.

Il guadagno di corrente, in base alla equazione [6], risulta 5,16, perciò il guadagno di potenza è di 81,5 o 19,1dB.

Il progetto può ora essere progettato scegliendo il punto di funzionamento in corrente continua, e applicando alcuni dei noti procedimenti di reazione in c.c. per stabilizzare tale punto di funzionamento nel desiderato intervallo di temperatura.

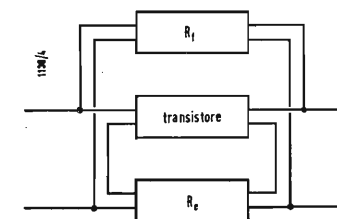



Fig. 3 - Circuito equivalente ricavato dal circuito di fig. 2. Il transistore e le maglie di reazione sono state trasformate in una rete a quattro terminali adatta per il calcolo matriciale.

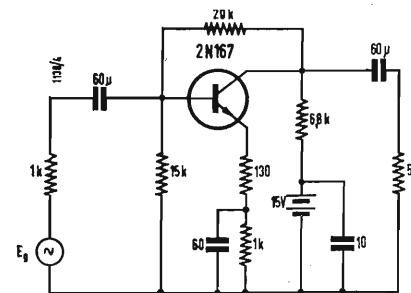



Fig. 4 - Circuito pratico di un amplificatore in c.a. a transistori con i valori dei componenti già fissati. La scelta della resistenza di reazione in parallelo da 20 kΩ, che serve per la reazione sia in c.a. che in c.c., permette il risparmio di due componenti.

La fig. 4 mostra un circuito completo, progettato per avere le caratteristiche in corrente alternata specificate sopra. La resistenza di reazione in parallelo da 20 kΩ serve sia per la reazione di tensione in corrente alternata che in corrente continua, realizzando così il risparmio di due elementi.

(dott. Idalgo Macchiarini)

(*) LEFKOWITZ, H., Transistor A. C. Amplifier Uses Multiple Feedback, *Electronics*, maggio 1958.

rassegna della stampa

Strumento di Misura della Tensione di Filamento delle Raddrizzatrici d'Alta Tensione*

UNO DEGLI STRUMENTI più ricercati nel servizio tecnico TV è probabilmente quello che permetta al tecnico di misurare la tensione di filamento, in esercizio, delle raddrizzatrici d'alta tensione, come lo sono i tipi 1B3GT, 1X2B e 2B3, che danno la tensione anodica al cinescopio.

In base ai dati di Tab. I, si ha, ad esempio, che la 1B3GT non deve funzionare con una tensione di filamento minore di 1,05 V o maggiore di 1,45 V. C'è quindi una differenza di 0,4 V fra

Fig. 1 - Circuito del voltmetro per la misura della tensione di filamento per raddrizzatrici ad alta tensione.

le condizioni limiti, minima e massima, che assicurano una vita normale per la valvola. Malgrado ciò sono diversi i fattori che devono essere controllati, come la taratura dell'oscillatore orizzontale e le variazioni della tensione di rete, fattori questi che possono portare ad una tensione di filamento al di fuori dei valori raccomandati.

1. - ALTA TENSIONE NELLA RETE DI ALIMENTAZIONE.

Un aumento della tensione di rete porta naturalmente ad un aumento della tensione di placca e di griglia e quindi dell'escursione della tensione applicata all'amplificatore della deflessione orizzontale. L'aumento dell'uscita da questo stadio conduce ad un aumento delle tensioni di filamento e di placca della raddrizzatrice dell'alta tensione.

A seconda quindi della particolare tensione di rete e del tipo di ricevitore televisivo, la raddrizzatrice può trovarsi a lavorare con tensioni di placca e di filamento che sono ben oltre il valore massimo ammissibile. Il risultato è che in molti casi la vita della valvola è naturalmente breve.

I guasti più frequenti dovuti a questo fatto sono i filamenti bruciati o scariche o corti circuiti.

Tensioni troppo alte fra filamento e placca creano un campo elettrostatico di elevata intensità fra questi due elettrodi. Questo campo ha l'effetto di curvare il filamento attirandolo verso la placca.

Col piegarsi del filamento capita talvolta che il rivestimento si fessura. Questo provoca dei sovrariscaldamenti locali lungo il filamento che portano ad un indebolimento del filamento stesso in quei punti. Inoltre la flessione del filamento che va e viene a seconda che il ricevitore vada o no in funzione, contribuisce ad un indebolimento progressivo del filamento fino a che questo si rompe.

2. - BASSA TENSIONE NELLA RETE DI ALIMENTAZIONE.

Una tensione bassa nella rete di alimentazione non provoca un danno alla raddrizzatrice d'alta tensione nello stesso senso che nel caso precedente. L'effetto complessivo si manifesta in un cattivo comportamento del ricevitore.

Basse tensioni sullo stadio d'uscita dell'oscillatore orizzontale causate da insufficiente tensione d'alimentazione portano ad una potenza al filamento della raddrizzatrice più bassa del normale. Bassa tensione di filamento e quindi bassa potenza al filamento danno luogo a scarsa emissione. Questo è messo in evidenza dall'effetto neve, dalla scarsezza di fuoco, da bassa tensione anodica al cinescopio, da scansione insufficiente e da luminosità inadeguata.

3. - CATTIVO FUNZIONAMENTO DELLO STADIO DI USCITA DELL'OSCILLATORE ORIZZONTALE.

È evidente che uno dei fattori che più hanno influenza sulla durata prevedibile della raddrizzatrice di alta tensione è rappresentato dalle condizioni di taratura e di funzionamento del circuito di deflessione orizzontale. Sono molti i casi, infatti, in cui una taratura è stata fatta in modo tale che il cinescopio è sul punro di andare in sovrascansione col risultato che l'alta tensione supera di 2 kV e più il massimo valore prescritto per la raddrizzatrice. Il filamento va a lavorare con una tensione ben al di sopra della massima prescritta.

TABELLA I

Tensioni di funzionamento raccomandate per le raddrizzatrici di alta tensione di comune impiego.

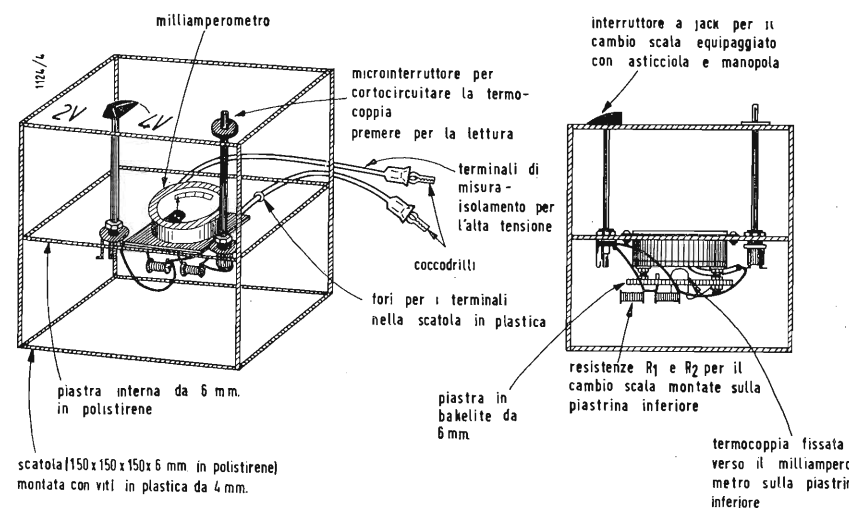
Tipo	Tensione di filamento in volt		
	Minima	Media	Massima
1AX2	1.19	1.40	1.61
1B3GT 1G3 1J3 1K3 1X2 1X2A 1X2B	1.05	1.25	1.45
2B3	1.50	1.75	2.00
3A2 3A3 3B2	2.70	3.15	3.60
3C2 Parallelo	1.40	1.58	1.80
Serie	2.70	3.15	3.60

(*) STAMBERGER, M. A., Filament Voltage Test Unit for High Voltage Rectifiers, *Sylvania News*, marzo 1958.

rassegna della stampa

Nella maggior parte di questi casi la 1B3GT o la 1X2B hanno vita breve in questo circuito, ma il problema ha le sue radici nella cattiva taratura, o nella presenza di componenti sbagliate o a seguito della sostituzione di alcune parti.

Anzi, a proposito della sostituzione si consideri un ricevitore televisivo in cui venga sostituito il trasformatore di E.A.T. In un certo numero di casi a seguito di questa sostituzione la tensione di filamento della raddrizzatrice è stata trovata troppo alta. Questo è dovuto semplicemente al fatto che i progressi nella tecnica dei trasformatori ha portato ad una maggiore efficienza degli stessi.

Di conseguenza il nuovo trasformatore così come la valvola dell'amplificatore di deflessione orizzontale dovrà poter funzionare meno caricato e rispetto alle sue possibilità così da fornire la potenza necessaria richiesta per un funzionamento normale del cinescopio e per il riscaldamento della raddrizzatrice.

Cattiva taratura del pilotaggio, larghezza e linearità portano ad un funzionamento della raddrizzatrice al di sopra dei limiti massimi di prescrizione. Sostituzione di elementi, possono condurre agli stessi inconvenienti.

4. - METODI DI MISURA DELLA TENSIONE DI RISCALDAMENTO.

A causa dell'alta tensione sul circuito d'uscita della deflessione orizzontale, l'unica possibilità a disposizione del tecnico per il « controllo » della tensione di filamento della raddrizzatrice d'alta tensione era data dall'osservare la luminosità del filamento incandescente.

Questo metodo, certo meglio che niente, lascia però una buona dose di verità all'immaginazione di chi lo usa ed è di scarsa importanza nel caso si debba rimettere a posto la tensione di filamento. È pertanto evidente la necessità di eseguire la misura con l'impiego di un voltmetro a lettura diretta.

5. - VOLTMETRO DI FILAMENTO PER RADDRIZZATRICI A.T.

Come si vede dal circuito e dalla fotografia, lo strumento è costituito da un milliamperometro in corrente continua tipo Weston 301 (circa 8 Ω — 5 mA), da due resistenze antiinduttive di 392 Ω e 400 Ω, da due interruttori e da una termocoppia (American Thermo Electric Company Type 17). Il voltmetro ha due scale: da 2 V per tubi come lo 1B3GT e lo 1X2B; da 4 V per tubi come lo 2B3, 3B2 e altre raddrizzatrici impiegate nella televisione a colori.

Lo strumento al completo trova posto in una scatola in plastica di 15 × 15 cm per evitare corto circuiti verso terra e per ridurre il pericolo di scosse.

Fig. 2 - Dettagli costruttivi dello strumento di misura.

6. - COSTRUZIONE.

Gli unici elementi del circuito che devono essere costruiti sono le due resistenze impiegate nel partitore di tensione per il cambio scala R_1 ed R_2. Esse sono avvolte su un cilindrctto isolante di 6 mm di diametro con l'impiego di filo isolato (No 32 - 7,4 Ω/piede - No 34 - 11,8 Ω/piede).

Esse devono essere antiinduttive dovendo lavorare con una frequenza di oltre 15 kHz. Questo lo si ottiene nel modo tradizionale usando filo doppio in modo da formare un'unica spira. Questa spira è poi avvolta in un unico strato (fig. 4).

Dato che la precisione del milliamperometro è anche legata ai valori di R_1 ed R_2, queste resistenze devono essere costruite con cura e con altrettanta cura provate per assicurarsi che esse abbiano il valore ohmico previsto. Per la misura non ci si può servire dello ohmetro. È necessario un ponte di misura per resistenze.

L'interruttore per il cambio della scala è costituito da un normale jack telefonico equipaggiato con una serie di contatti normalmente chiusi. A questo si aggiunge un'asticciola di fibra isolante con una estremità sagomata a semicerchio che è infilata dentro il jack. Quando si gira l'interruttore l'asticciola apre e chiude i contatti.

Quando l'interruttore è aperto, le resistenze R_1 ed R_2 sono in serie (situazione per 4 V f.s.). Chiudendo l'interruttore, si cortocircuita la R_1 (situazione per 2 V f.s.).

Un interruttore, chiuso in posizione normale è pure connesso in parallelo alla termocoppia per proteggerla da sovracorrenti causate da sovratensioni o corto circuiti.

Anche questo interruttore lo si fa con un'asticciola di fibra isolante. Quello impiegato nello strumento illustrato in figura è un normale microinterruttore tipo standard.

L'asticciola isolante è di 6 mm di diametro ed è bucata ad una estremità per il pulsante.

L'altro estremo dell'asticciola è tagliato a 10 mm per una corsa verso la scatola di 12 mm circa (corsa del pulsante).

Come si è detto precedentemente, lo strumento è costituito da una scatola tutta in plastica per proteggere chi lo usa da eventuali scosse. Le figure 2, 3 e 4 aiutano chi lo volesse costruire alla realizzazione della scatola e alla disposizione delle varie parti.

Il milliamperometro, l'interruttore di cambio scala e l'interruttore di cortocircuito della termocoppia sono montati su di una piastrina isolante interna ancorata a due pareti della scatola. Si noti che questi elementi si trovano ad alto potenziale verso terra durante l'uso dello strumento. Pertanto non si devono assolutamente montare questi elementi all'esterno e si devono impiegare asticciole isolanti, e non di metallo, per manovrare gli interruttori.

La termocoppia e le resistenze R_1 ed R_2 del partitore di tensione sono montate su una piastrina di plastica che è fissata dietro al milliamperometro La piastrina di montaggio è fissata al milliamperometro per mezzo degli stessi suoi terminali.

Gli estremi per la misura sono realizzati con fili isolanti per alta tensione (30 kV) terminali con pinzette protette da involucri isolanti.

(il testo segue a pag. 429)

Fondamenti dell'Ascolto Stereofonico*

LA LOCALIZZAZIONE naturale della direzione e della posizione di una sorgente sonora in un ambiente dipende da diverse grandezze fisiche. Una onda sonora, che arrivi da un lato della testa, giunge all'altro orecchio dopo un certo tempo e con una intensità minore a causa dell'effetto di ombra della testa. La sensazione della direzione viene influenzata prima di tutto dal ritardo ed in secondo luogo dalla differenza di intensità. Ciò vale soprattutto per i suoni naturali a forma di impulso. In una trasmissione stereofonica per dare la sensazione della spazialità del suono sono necessari per lo meno due canali separati. La posizione della sorgente apparente fra gli altoparlanti dei due canali dipende dalla differenza di intensità e di tempo con la quale i segnali giungono all'ascoltatore. Se sono soddisfatte certe premesse vale la legge della localizzazione composta. La trasmissione stereofonica può essere influenzata anche dall'effetto Haas, dalla diffusività della sorgente e dalle caratteristiche foniche dell'ambiente.

(*) KATZFEY, W., SCHRÖDER F.K., Die Grundlagen des Stereophonen Hörens, *Radio Mentor*, giugno 1958.

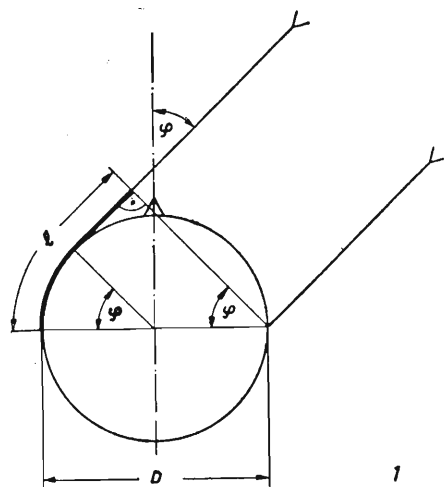



Fig. 1 - La sfera di diametro D rappresenta la testa. φ è l'angolo di incidenza e l è la differenza di percorso alla quale corrisponde un ritardo $\tau = l/c$ dove c è la velocità del suono.

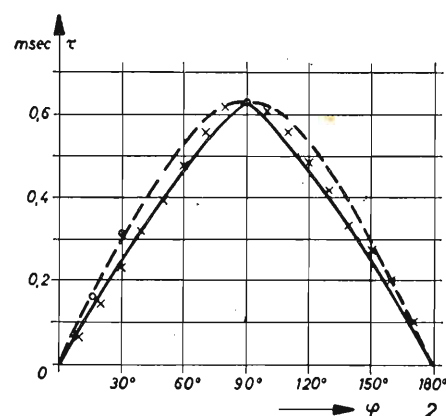



Fig. 2 - Ritardo τ in funzione dell'angolo φ. La curva continua è calcolata con la (1) e quella tratteggiata con la (2). I + + + + + corrispondono alle misure oggettive e i oooo alle misure soggettive.

0. - GENERALITÀ.

Il sistema classico per la trasmissione e la riproduzione del suono, voce o musica, è quello monocanale. Con esso il contenuto informativo della sorgente viene captato da uno o più microfoni e portato direttamente o attraverso degli accumulatori fonici (dischi o nastri) e con un solo canale agli altoparlanti e all'ascoltatore. Questo sistema è sufficiente per le trasmissione dei suoni emessi dalla sorgente però non dice niente riguardo alla sua posizione e alla sua estensione. Entro certi limiti si può dare l'impressione di una sorgente puntiforme o di una più estesa, però questa impressione sarà sempre la stessa sia che si tratti di una grande orchestra o di un solista.

Se si vogliono separare queste due sorgenti, se si vuole riconoscere la posizione reciproca dei vari strumenti o se si vuole percepire il moto di una sorgente da una parte all'altra, allora si deve ricorrere ad una trasmissione con due o più canali elettroacustici separati. Si deve cioè tastare il campo sonoro in punti diversi con due o più microfoni e collegare ciascuno di questi con dei canali separati a degli altoparlanti disposti in posizioni corrispondenti. Il sistema della registrazione e della riproduzione del suono deve soddisfare certe esigenze che dipendono dal modo in cui l'uomo può stabilire con il proprio udito la posizione della sorgente nello spazio. La comprensione del meccanismo di localizzazione è una premessa indispensabile per la progettazione di un sistema di riproduzione che dia una impressione spaziale con la possibilità di distinguere la larghezza e la profondità in modo simile a quello dell'ascolto naturale.

1. - DETERMINAZIONE DELLA DISTANZA A CUI SI TROVA LA SORGENTE.

Il processo di localizzazione, che si effettua con l'ascolto bauricolare, si compone della determinazione della distanza e della direzione della sorgente. La determinazione della distanza è possibile anche con l'ascolto monoauricolare. Infatti si può stimare la distanza anche con la sola valutazione dell'intensità. A questo scopo si dovrebbe però conoscere l'intensità originaria della sorgente, il che è vero solo in pochi casi. Negli ambienti chiusi una indicazione per la distanza può essere data dal suono di riverberazione. Quanto più vicina è la sorgente tanto minore è l'influenza dell'ambiente.

La forma più comune della determinazione della distanza che è possibile anche all'aperto è basata sulla velocità del suono e sulla sensibilità dello udito e sulla sua dipendenza dalla distanza. Entro certi limiti l'orecchio ha delle proprietà simili a quelle di un microfono. Quest'ultimo in vicinanza di una sorgente sonora ha una maggiore sensibilità per le note basse di quando è lontano. Nei suoni composti allo aumentare della distanza si attenuano sempre più i bassi. Anche la percentuale di note altissime può dare una idea della distanza della sorgente. La energia sonora durante la propagazione diminuisce a causa dei moti molecolari dell'aria. Questa diminuzione è tanto più forte quanto più alta è la frequenza, quindi una percentuale elevata di note altissime fa supporre che la sorgente sia vicina.

Se la sorgente è in movimento ci sono anche altre possibilità. Per esempio una sorgente che si muove trasversalmente ad un ascoltatore dà una variazione di intensità che è tanto più rapida quanto più è vicina la sorgente. Ed inoltre una misura per le sorgenti in movimento può essere data dalla entità della variazione dell'angolo. È però chiaro che per la determinazione della distanza è sempre necessaria la presenza di grandezze di confronto che in molti casi sono patrimonio della nostra esperienza. Si spiega quindi perchè con un'abile variazione del tono di un suono si può dare una falsa impressione di una distanza. Per esempio accentuando le note basse o quelle elevatissime si dà l'impressione dell'avvicinamento della sorgente, invece un riverbero artificiale fà aumentare la distanza apparente. Normalmente la determinazione della distanza viene molto aiutata anche da altri sensi, in modo che dei falsi apprezzamenti si possono avere solo nelle trasmissioni elettroacustiche.

2. - DETERMINAZIONE DELLA DIREZIONE IN CUI SI TROVA LA SORGENTE.

La determinazione della direzione è possibile entro certi limiti anche con un solo orecchio. Ciò è dovuto alla direzionalità dell'orecchio che viene aumentata dalla forma del padiglione. Questa direzionalità aumenta al di sopra dei 2000 Hz. Quindi ruotando la testa si può individuare facilmente la direzione di provenienza del suono sia in base alle variazioni di intensità sia in base alla tonalità del suono ricevuto. Però questo sistema non ha alcuna importanza nel caso di due orecchi sani perchè esiste un metodo più semplice e sicuro.

In quest'ultimo caso l'impressione della direzione è dovuta alla diversità dei segnali che arrivano ai due orecchi. La diversità riguarda sia l'intensità che il tempo di arrivo ed è provocata dalla forma della testa. Spiegheremo in seguito l'influenza di questi due criteri alle varie frequenze ed anche il modo in cui essi si compensano o sostituiscono.

Fig. 3 - Differenze di intensità misurate oggettivamente fra i due angoli in funzione delle frequenze e per angoli di incidenza φ di 30°; 60° e 90°. Le misure sono state fatte con bande della larghezza di una terza. Misure eseguite con toni sinusoidali puri danno variazioni più forti ancora.

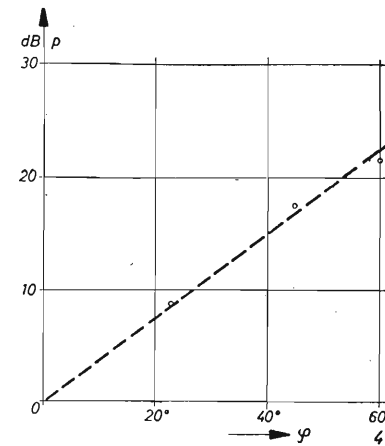



Fig. 4 - Differenze di intensità in funzione dell'angolo di incidenza misurate soggettivamente. I cerchietti rappresentano delle misure eseguite con le frequenze da 500 a 6000 Hz. Esse sono state ricavate come medie di misure eseguite su più persone con il sistema della cuffia.

3. - DIFFERENZA DI TEMPO.

Questa differenza è dovuta alla diversità delle distanze fra la sorgente e i due orecchi. La differenza l secondo la fig. 1, supponendo la testa una sfera, è data dalla formula:

$$l = \frac{D}{2}\,(\varphi + \text{sen}\,\varphi) \qquad [1]$$

Alla differenza di percorso corrispondono delle differenze di tempo

$\tau = \dfrac{l}{c}$ secondo la fig. 2. Delle misure oggettive su diverse persone diedero come risultato i valori ++++ della fig. 2. Il segnale impiegato per la misura era ricavato da una tensione rettangolare e la differenza di tempo è stata misurata con dei microfoni speciali in prossimità delle entrate degli orecchi. Per un angolo di 90° si ha una differenza di 0,63 msec che corrisponde a delle prove soggettive. A questa differenza corrisponde una differenza di percorso di 21 cm che con la [1] dà un $D = 16{,}3$ cm. Se con una cuffia si trasmettono ai due orecchi degli impulsi di uguale intensità ma sfasati di un tempo noto si ottengono delle direzioni apparenti che sono state segnate con dei cerchietti nella fig. 2. L'orecchio associa alla differenza di tempo un angolo che è minore di quello calcolato con la [1] o di quello misurato con il sistema oggettivo. L'impressione soggettiva può essere espressa in forma approssimata con la formula:

$$l = D^*\left(1 + \frac{\text{sen}\,\varphi}{4}\right)\text{sen}\,\varphi \qquad [2]$$

Per avere la concordanza fra le due formule a 90° occorre porre $D^* = 16{,}8$ cm. Con una differenza artificiale da 0,63 a 1,2 msec noi abbiamo sempre una impressione di un angolo di 90°. Se la differenza supera gli 1,2 msec gli impulsi vengono sentiti separatamente nei due orecchi.

Anche con dei suoni puramente sinusoidali il nostro udito può dedurre la direzione della differenza del tempo, però ciò avviene in modo univoco solo fino a circa 800 Hz. Questa capacità diminuisce alle frequenze più basse e sparisce praticamente a 300 Hz. Ciò fa supporre che l'udito utilizzi per la determinazione della differenza del tempo la pendenza della curva in prossimità del passaggio per lo zero. Questa supposizione è confermata dal fatto che per dei toni sinusoidali per frequenze basse fino a 800 Hz le differenze di tempo determinano chiaramente gli angoli fino a 90° con la stessa relazione valevole per gli impulsi rettangolari. Con 800 Hz e un angolo di incidenza di 90° si ha una differenza di percorso di 21 cm che è uguale a metà lunghezza di onda cioè alla distanza fra due passaggi per lo zero. Questi 21 cm sono quindi una costante per l'orecchio umano. Perciò se si ammette che il tempo di ripresa dei nervi dell'udito, cioè quel tempo dopo il quale sono pronti a ricevere una nuova eccitazione, sia compreso fra 1/800 e 1/1200 di secondo e che nella trasformazione in corrente nervosa entri una azione raddrizzatrice, sono perfettamente giustificate le osservazioni precedenti. La capacità di determinare la direzione sparisce o diventa molto piccola per frequenze sinusoidali superiori agli 800 Hz. Invece la determinazione della direzione di suoni non periodici in base alla differenza del tempo di arrivo è sempre possibile.

La massima precisione nella determinazione della direzione si ha in prossimità dell'asse di simmetria della testa. La minima differenza di tempo percepibile è dell'ordine di 0,03 m/sec che corrisponde ad 1 cm di differenza di percorso e ad un angolo di 3°. Dalla formula [2] si vede che la massima variazione del ritardo in funzione della variazione dell'angolo si ha in corrispondenza di $\varphi = 0°$. Ciò spiega perchè si ha la tendenza di girare la testa quando si desidera una localizzazione più esatta. Se ora noi supponiamo che il minimo ritardo percepibile sia di 0,03 m/sec si vede che una direzione di 30° si può individuare con una precisione di 5°, una di 80° con una precisione di 30°. Queste conclusioni concordano qualitativamente con l'esperienza pratica.

Questa possibilità di localizzazione in base al tempo vale solo per sorgenti che si trovano in un piano orizzontale in un campo compreso entro ± 90°. All'orecchio umano manca invece completamente la possibilità di discriminare fra *alto* e *basso* e fra *avanti* e *dietro*.

4. - DIFFERENZA DI INTENSITÀ.

La differenza di intensità fra i due orecchi sono provocate dalla forma della testa e dei due padiglioni. Esse dipendono dalla frequenza e dall'angolo e si notano solo per frequenze superiori agli 80 Hz. Sarebbe troppo complicato prevedere analiticamente le differenze di intensità fra i due orecchi. Però sono state fatte diverse misure pratiche (fig. 3) in modo simile a quanto si è fatto per la misura del ritardo.

Rispetto al caso delle differenze di ritardo con la sola differenza di intensità la corrispondenza fra le misure soggettive ed oggettive è più labile. La misura oggettiva fu fatta con due microfoni posti in prossimità degli orecchi, invece la misura soggettiva fu fatta con un'altro metodo. Si usò ancora una cuffia con la quale si tra-

smettevano alternativamente ma contemporaneamente ai due orecchi uno spettro di rumore da 100 a 3000 Hz e un tono sinusoidale puro. Un certo ritardo per il rumore dava l'impressione di una certa direzione, poi si trasmetteva il tono sinusoidale e la persona in prova doveva variare la differenza di intensità fino ad ottenere l'impressione della stessa direzione. L'intensità del rumore era sempre uguale nei due orecchi.

Si ottenne come risultato che per avere una impressione soggettiva di una direzione di 90° occorre una differenza di intensità di circa 20 dB praticamente indipendente dalla frequenza. Con frequenze inferiori ai 5000 Hz per individuare la direzione esatta sarebbe necessaria una differenza di intensità molto superiore di quella che si ha in pratica. Quindi con queste frequenze la sorgente appare meno spostata lateralmente di quel che non sia in realtà. Per i toni sinusoidali al di sopra di 5000 Hz si ha invece l'errore opposto e la sorgente appare più sfasata di quel che non sia in realtà. La differenza di intensità può quindi dare solo una indicazione qualitativa delle direzioni, la sua esatta determinazione resta affidata alle differenze di tempo.

I risultati delle misure soggettive si possono rappresentare con il diagramma della fig. 4 che vale per frequenze da 500 a 6000 Hz. La dipendenza della differenza di intensità dalla frequenza è molto bassa per frequenze al di sopra dei 1000 Hz. Se con una cuffia si manda ai due orecchi lo stesso suono senza alcun ritardo ma con l'intensità sull'orecchio sinistro superiore di 15 dB rispetto a quella del destro si ha l'impressione di una sorgente sfasata di 40° a sinistra.

Riassumendo: per la localizzazione della direzione di una sorgente che emette un tono sinusoidale nello spazio libero ha la massima importanza fino a 800 Hz la differenza del tempo di arrivo e oltre 800 Hz la differenza di intensità.

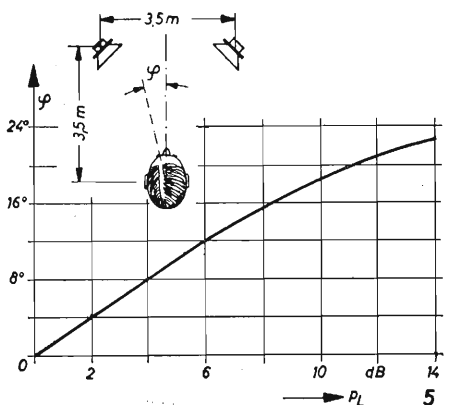
Le condizioni sono diverse nel caso dell'ascolto di rumori naturali non periodici. In questo caso le variazione di intensità fanno apparire più chiaro il suono sull'orecchio rivolto verso la sorgente, come si può verificare chiudendo alternativamente gli orecchi. Le due percezioni si fondono in un'unica danno la prima indicazione « a destra » o « a sinistra ». L'esatta determinazione della direzione è invece stabilita in base alla differenza di intensità.

5. - DETERMINAZIONE DELLA DIREZIONE NEL CASO DI DUE SORGENTI.

Il normale sistema di trasmissione stereofonica avviene attraverso due canali separati dal locale di ripresa al locale di riproduzione. In un sistema stereofonico *riferito alla testa* si deve usare per la ricezione una testa artificiale che al posto degli orecchi ha due microfoni. Il microfono sinistro va collegato elettricamente ad una capsula applicata all'orecchio sinistro e analogamente per il microfono destro. Si ottiene così un'impressione spaziale del suono veramente sorprendente anche se manca la possibilità di distinguere « avanti - dietro » o « alto - basso ».

Se si sostituiscono le due capsule con due altoparlanti rimane l'impressione spaziale ma ne risente molto l'impressione della direzione. Cioè ruotando la testa non si sposta più la posizione apparente della sorgente. Questo sistema stereofonico si chiama perciò *riferito all'ambiente*. Disponendo diversamente gli altoparlanti si ottengono dei diversi effetti che variano anche in funzione della posizione dell'ascoltatore. Un'altra possibilità di variare l'effetto risultante consiste nel montaggio dei microfoni. Invece di montarli su una testa artificiale, si possono usare anche due microfoni fortemente direzionali montati vicini ma con un opportuno angolo fra i loro assi. Però in pratica è preferita la soluzione con due microfoni separati e distanziati anche di più metri.

Nei paesi anglosassoni si usano due altre denominazioni, invece di sistema riferito alla testa si dice « sistema biauricolare » e invece di sistema riferito all'ambiente « sistema stereofonico ».

In pratica ha importanza solo il sistema stereofonico e nel seguito ci riferiamo sempre ad un impianto a due canali. Ora, un ascoltatore dove localizza la sorgente apparente? Se il segnale viene emesso da un solo altoparlante la sorgente si identifica con esso da qualsiasi punto dell'ambiente. Quindi per avere la sensazione di una sorgente compresa fra due altoparlanti occorrono due canali separati. Gli altoparlanti riceveranno allora dei segnali simili che differiranno solo come intensità e come tempo. Il nostro udito per mezzo della sua capacità localizzatrice composta darà l'impressione di una certa direzione dovuta sia alla differenza di intensità che a quella di tempo.

6. - LOCALIZZAZIONE PER MEZZO DELLA DIFFERENZA DI INTENSITÀ.

Se l'ascoltatore si trova sull'asse di simmetria dei due altiparlanti esso riceverà il segnale contemporaneamente da ogni lato e la posizione apparente della sorgente sarà dovuta in parte alla differenza di intensità dei segnali che arrivano direttamente all'orecchio destro e sinistro e in parte dalla differenza di tempo con cui il segnale proveniente dall'altoparlante destro (sinistro) arriva all'orecchio sinistro (destro). La fig. 5 mostra la relazione fra la posizione apparente della sorgente e la differenza di intensità per la posizione dell'ascoltatore indicata nella fig. stessa. La curva si avvicina asintoticamente all'angolo corrispondente alla posizione geometrica dell'ascoltatore che nel caso della fig. vale 26,5°. In questo esempio la posizione apparente della sorgente si sposta di 3° con una differenza di intensità di 1,5 dB.

7. - LOCALIZZAZIONEPER MEZZO DELLA DIFFERENZA DI TEMPO.

Se i due altoparlanti emettono dei segnali identici e di uguale intensità ma spostati nel tempo, il nostro udito

(il testo segue a pag. 429)

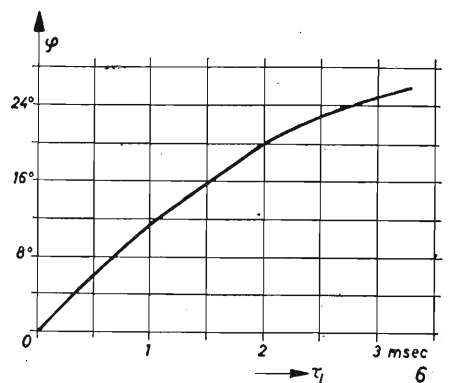



Fig. 5 - φ è l'angolo rispetto all'asse di simmetria che individua la posizione apparente della sorgente in funzione della differenza di intensità e per la posizione indicata. Ambedue gli altoparlanti irradiano lo stesso segnale senza ritardo. La posizione apparente della sorgente è spostata verso l'altoparlante a volume maggiore.

Fig. 6 - φ è l'angolo rispetto all'asse di simmetria che individua la posizione apparente della sorgente in funzione della differenza di tempo. Le condizioni sono identiche a quelle della fig. 5. Ambedue gli altoparlanti irradiano lo stesso segnale con la stessa intensità ma con un certo ritardo uno rispetto all'altro. La poizione apparente della sorgente si sposta verso l'altoparlante non ritardato.

Protezione dei Raddrizzatori al Silicio *

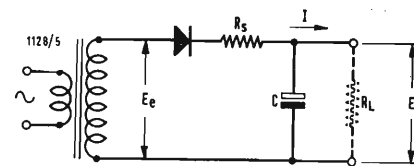



Fig. 1 - Una resistenza di protezione R_S, di valore ragionevolmente scelto, permette di utilizzare senza pericolo un rettificatore al silicio nelle condizioni di massima prestazione.

Gli sviluppi recenti ed i progressi realizzati nella tecnica dei semiconduttori hanno portato alla fabbricazione dei rettificatori di potenza al silicio, particolarmente interessanti per molti impieghi. Questi raddrizzatori presentano, tutti i vantaggi dei raddrizzatori a secco di tipo classico (assenza di circuito di riscaldamento, longevità ecc.), ai quali viene ad aggiungersi un ingombro eccezionalmente ridotto. Ciononostante per beneficiare al massimo delle possibilità di questi nuovi semiconduttori, bisogna saper scegliere con discernimento, fra i vari modelli disponibili, quelli che meglio si addicono alle applicazioni particolari desiderate.

Orbene, fra le differenti caratteristiche che caratterizzano un rettificatore al silicio, una delle più importanti è la corrente media-massima che possono sopportare senza avariarsi.

In effetti, il sovraccarico accidentale comporta una elevazione fortissima della temperatura della giunzione e può condurre rapidamente alla distruzione di questa ultima.

1. - REGIME PERMANENTE E REGIME TRANSITORIO.

Prendendo certe precauzioni è possibile applicare ad un rettificatore dei sovraccarichi istantanei molto superiori di corrente media-massima ammissibile, fissata dal costruttore, senza che con ciò si abbia la distruzione della giunzione. In ogni caso bisogna distinguere se l'apparecchio subisca dei sovraccarichi a carattere permanente oppure transitorio. Nel primo caso si stabilisce rapidamente un equilibrio termico tra la temperatura della giunzione e quella del radiatore che dissipa una parte del calore nell'aria esterna. All'incontro, un regime transitorio (vale a sire se il sovraccarico ha l'andamento di un impulso di corrente), il calore dissipato nella giunzione non ha il tempo di essere dissipato all'esterno per convezione; in questo caso è dunque la temperatura massima ammissibile per la giunzione che rappresenta il fattore di limitazione.

Ma questa temperatura dipende dall'energia di sovraccarico (vale a dire dal prodotto d'intensità del sovraccarico per la durata) e che, per ipotesi, la durata di sovraccarico è breve, si potrà tollerare una corrente istantanea molto più forte che nel caso del sovraccarico permamente.

Un impulso di 200 W, per esempio, applicato durante 0,1 millisecondi produrrà un effetto identico a quello di un sovraccarico di 20 W che si pro-

(*) Audefroy, A., Protection des Redresseurs au Silicium, *Electronique Industrielle*, luglio-agosto 1958.

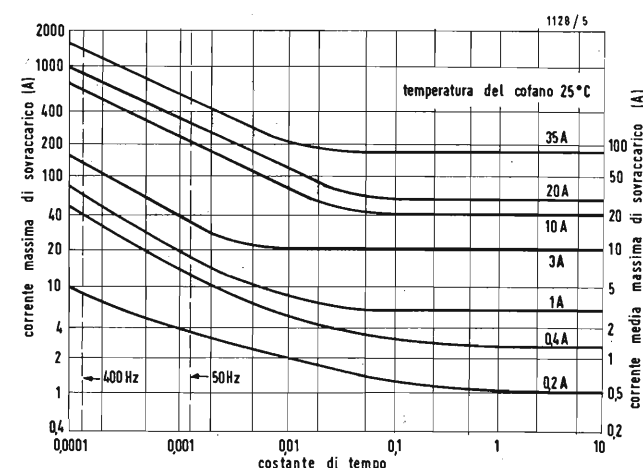



Fig. 2 - Correnti di sovraccarico ammissibili per differenti modelli di rettificatori fabbricati dalla C.F.T.H.

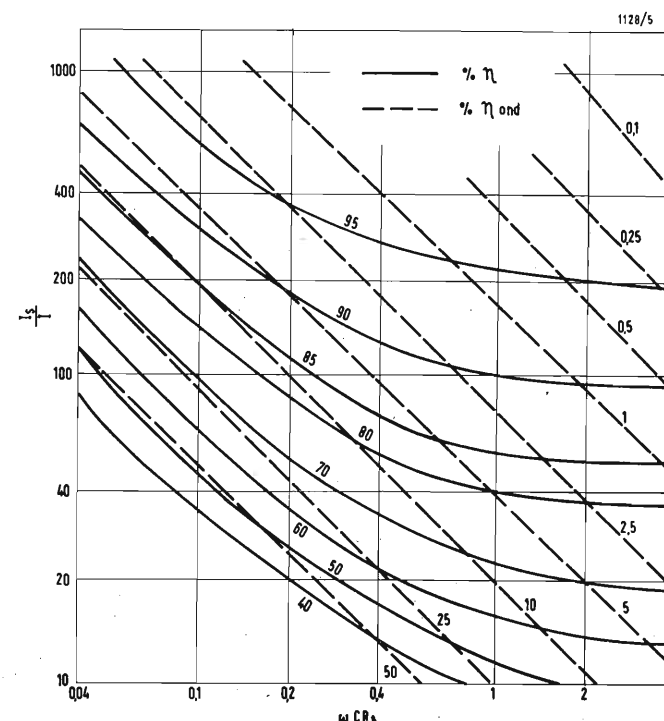



Fig. 3 - Variazioni del rapporto I_s/I in funzione della costante di tempo $R_S C$ nel caso di un rettificatore di una sola alternanza, per differenti valori di rendimento del rettificatore.

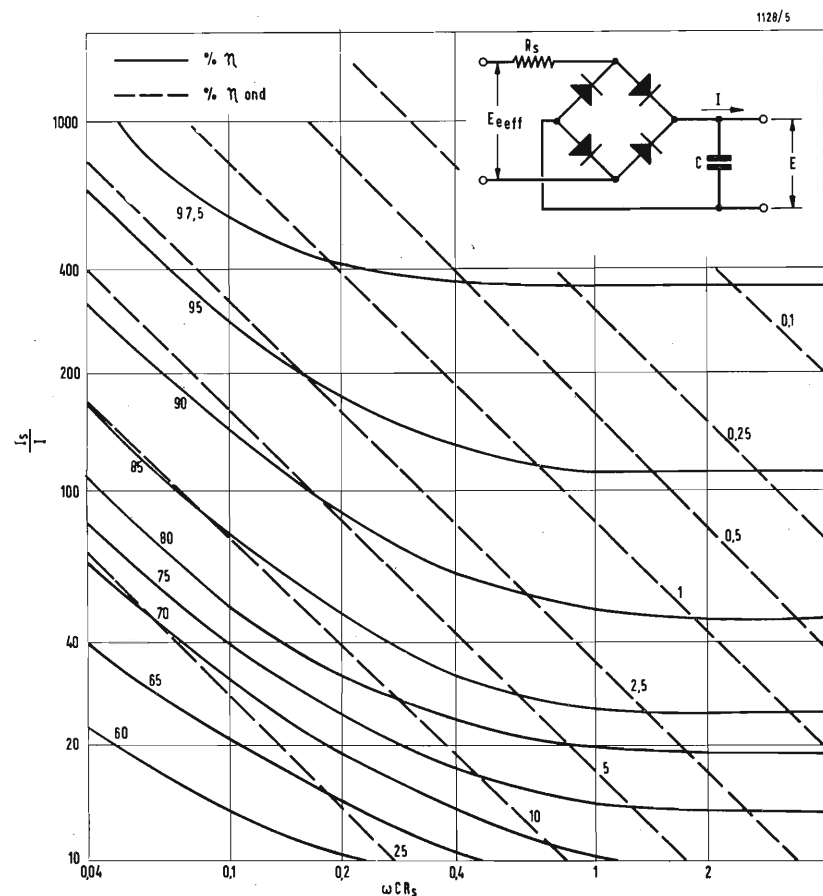



Fig. 4 - Variazioni I_s/I per un rettificatore ad onda intera.

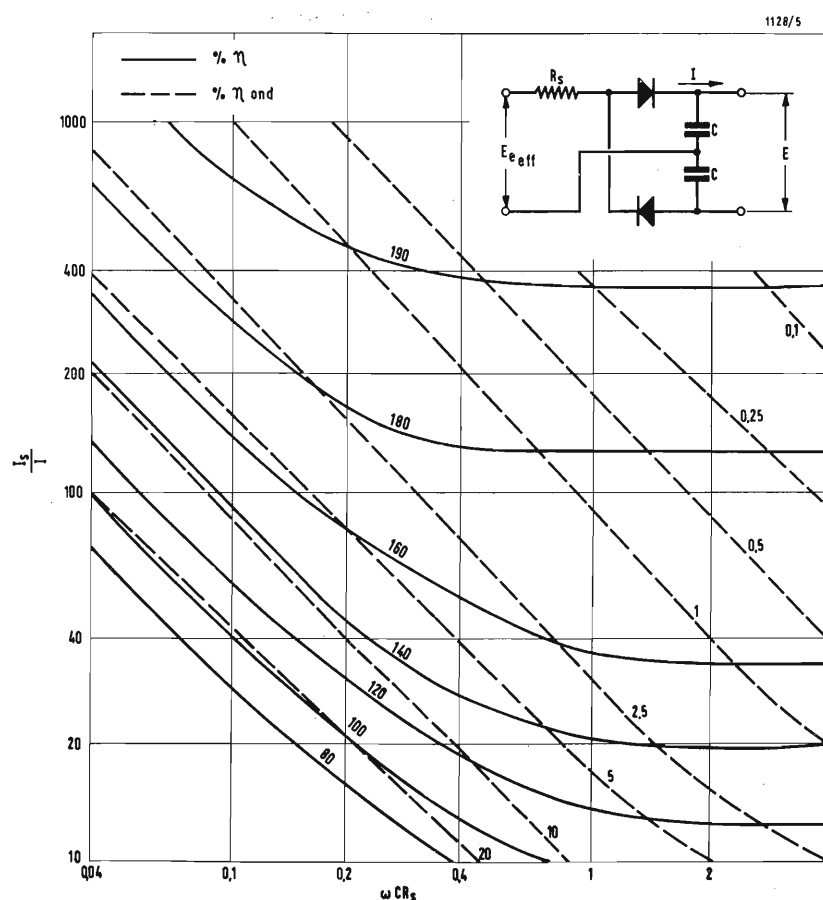



Fig. 5 - Variazioni I_s/I nel caso di un circuito duplicatore di tensione.

lunghi nel tempo per 1 millisecondo; nei due casi si ha una uguale sopraelevazioni di temperatura della giunzione. Da ciò si vede che la durata del sovraccarico ha un'importanza notevole. In pratica si suppone che se il sovraccarico ha durata inferiore ad un mezzo periodo del segnale lo si possa considerare di tipo « transitorio », al contrario si suppone di essere in presenza di sovraccarico a carattere permanente se il tempo di durata risulta uguale o superiore ad un periodo del segnale applicato.

2. - COSTANTE DI TEMPO.

Nella maggior parte dei circuiti, il rettificatore al silicio, è seguito da una cellula di filtro a capacità d'ingresso (fig. 1), in generale di valore assai elevato; ne consegue che una notevole corrente attraversa la giunzione del rettificatore nel momento dell'inserzione. È dunque prudente inserire nel circuito una resistenza di protezione R_s il cui scopo è limitare la corrente di carica del condensatore. L'ideale sarebbe di dare ad R_s un valore elevato, ma questo non è possibile in pratica a causa della notevole caduta di tensione che determinerebbe e sopratutto perchè un valore troppo forte di R_s determinerebbe un cattivo filtraggio. Sarà dunque necessario realizzare un compromesso fra la protezione del rettificatore e la qualità di regolazione che si desidera ottenere dal montaggio considerato.

Si è visto prima che la durata del sovraccarico presenta una grande importanza. Per beneficiare della migliore protezione possibile, è augurabile che il sovraccarico abbia un carattere transitorio; orbene la durata del sovraccarico dipende dalla costante di tempo R_sC del circuito, intendendo che R_s comprende pure la resistenza dell'avvolgimento secondario del trasformatore di alimentazione. Se si vuole che il sovraccarico abbia un carattere transitorio bisogna fare in maniera tale che il fattore R_sC sia piccolo.

La famiglia di curve riprodotte in fig. 2 illustra qualche considerazione. Su questo grafico, sono portate sulle ordinate le correnti di minimo sovraccarico (a sinistra) e le correnti medio-massime del sovraccarico (ordinate di destra) che possono sopportare diversi modelli di rettificatore al silicio dalla C.F.T.H. in funzione della costante di tempo del circuito.

3. - DETERMINAZIONE DI R_s E DI C.

Riferendosi sempre all'ipotesi più comune di un filtro con condensatore all'ingresso, verrà qui indicato un metodo semplice per determinare il valore della resistenza di protezione R_s e quella della capacità C all'ingresso della cellula di filtro, tenendo conto del rendimento del rettificatore η e della qualità del filtraggio η_{ond} desiderata. Ricordiamo che il rendimento del rettificatore si esprime:

$$\eta\,(\%) = \frac{E}{E_{e\,max}} \times 100$$

dove E rappresenta la tensione continua presente all'uscita e $E_{e\,max}$ la tensione d'entrata massima fornita dal trasformatore.

D'altra parte, la qualità del filtraggio è data:

$$\eta_{ond} = \frac{e_{eff}}{E};$$

ovvero il quoziente della tensione efficace di ondulazione in uscita per la tensione continua disponibile.

Conoscendo la tensione continua di cui si desidera disporre all'uscita e così pure della corrente che deve poter erogare l'alimentatore, si fissa il rendimento del rettificatore. La frequenza della tensione da rettificare (nella quasi totalità dei casi 50 Hz) è ugualmente nota. I dati di partenza sono dunque: E, I, η ed ω.

Tre casi possono allora presentarsi a seconda che si desideri realizzare una rettificazione a una semionda, di due semionde o di un circuito duplicatore di tensione. Nel seguente articolo ci si riporta alla fig. 3-4 e 5 che permettono di determinare il rapporto I_s/I del rapporto di corrente di sovraccarico rispetto alla corrente di uscita in funzione della frequenza della tensione d'alimentazione e della costante di tempo del circuito, per differenti rendimenti del rettificatore.

Bisogna qui notare che l'efficacia ottima della rettificazione per tutti i tipi di rettificatori al silicio si ottiene ponendo:

$$\omega\, R_s\, C = 0{,}4.$$

Per esempio si desideri realizzare un rettificatore ad una sola alternanza capace di erogare una corrente continua di 130 mA con la tensione di 180 V e rendimento del 90%.

Le curve della fig. 3 indicano che, per $\omega R_s C = 0{,}4$; il rapporto I_s/I è uguale a 150.

Da cui si deduce che I_s ha questo valore:

$$I_s = 150 I = 150 \,.\, 130 \,.\, 10^{-3} = 20\text{A}$$

Riportandosi ora alle curve delle fig. 2 e supponendo che si disponga di una sorgente di tensione a 50 Hz, si nota che bisogna utilizzare un rettificatore capace di erogare una corrente media rettificata di 1 A a 25 °C. Questo rettificatore, d'altra parte, sarà sottomesso ad una tensione inversa $2E_{e\,max}$ tenendo conto del rendimento:

$$2E_{e\,max} = \frac{2E}{0{,}9} = \frac{2 \times 180}{0{,}9} = 400 \text{ V}$$

A questo punto si può determinare il modello di rettificatore da utilizzare: il tipo 34J2 della Thomson-Houston può erogare come corrente rettificata media 1 A e sopportare una tensione inversa di 400 V.

Dal valore della tensione inversa si deduce la tensione efficace che bisogna fornire all'ingresso del rettificatore:

$$E_{e\,eff} = 0{,}7\, E_{e\,max} = 0{,}7 \frac{180}{0{,}9} = 140\text{V}$$

Il calcolo della resistenza di protezione R_s non presenta difficoltà alcuna. Sapendo che $R_s = \frac{E_{e\,max}}{I_s}$, è sufficiente riportare i valori che sono stati trovati da cui si ha:

$$R_s = \frac{200}{20} = 10\ \Omega$$

Conoscendo il valore R_s, si può facilmente determinare il valore del condensatore d'ingresso della cellula di filtraggio, ricordando che:

$$\omega\, R_s\, C = 0{,}4.$$

Si ha quindi:

$$C = \frac{0{,}4}{\omega\, R_s} = \frac{0{,}4}{2\pi \times 50 \times 10}$$

da cui:

$$C \approx 130\ \mu\text{F}.$$

Infine si può constatare, riportandosi al grafico della fig. 3, che la corrente rettificata erogata dall'alimentatore così calcolato avrà un tasso di ondulazione di circa il 3%.

Si è sviluppato un esempio preciso di questo metodo di calcolo di R_s. Si proceda nello stesso modo, utilizzando i grafici delle fig. 4-5, se si desidera effettuare una rettificazione ad onda intera oppure un montaggio duplicatore di tensione. Nel caso di un rettificatore a ponte, sarà sufficiente ricordarsi che ogni rettificatore non sopporta che la tensione massima di ingresso $E_{e\,max}$ e non il valore doppio di questa tensione come nelle altre due ipotesi qui notate.

4. - CONCLUSIONE.

Il metodo indicato permette di utilizzare con la massima sicurezza i rettificatori al silicio disponibili attualmente sul mercato.

Il calcolo della resistenza di protezione da inserire a monte del circuito di filtraggio è facile come si è potuto constatare.

È bene tuttavia segnalare che il valore trovato per R_s con questo procedimento è di valore un po' elevato. Impiegando un altro metodo si otterrebbe un valore meno elevato per la resistenza di protezione, ma bisognerebbe conoscere dalla partenza la tensione di alimentazione $E_{e\,eff}$, e così pure il valore del condensatore posto all'ingresso del filtro.

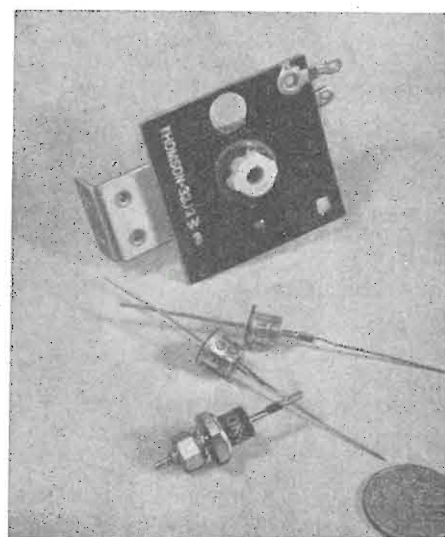



Fig. 6 - Vari tipi di diodi a giunzione di costruzione C.F.T.H.

Il metodo sviluppato in precedenza ha il merito di tener conto di tutti i fattori presenti nel circuito, cosa che attribuisce a questo ragionamento un carattere di generalizzazione. Per impiegare con successo questo metodo è sufficiente sapere che il valore trovato per R_s rappresenta un valore massimo, suscettibile di essere diminuito. Ciò facendo si migliorerà il rendimento del rettificatore, ma si aumenterà la tensione di ondulazione presente sulla tensione continua rettificata.

(*Raoul Biancheri*)

Conferenza atomica industriale in progetto per il 1960

L'Atomic Industrial Forum Incorporated, organizzazione internazionale per lo sviluppo delle applicazioni di pace dell'energia nucleare che ha sede a New York, ha annunciato che sta esaminando l'opportunità di promuovere nella primavera del 1960, in occasione di una grande Fiera Internazionale Nucleare in Europa, una Conferenza Internazionale sulle utilizzazioni industriali dell'energia atomica.

Secondo i piani, la conferenza dovrebbe essere la più vasta che sia mai stata organizzata e svolta dall'industria in Europa e dovrebbe porre in luce i compiti dell'industria nel campo nucleare e consistere l'esame approfondito di una stessa gamma di problemi tecnici e relativi alla direzione aziendale, di comune interesse per l'industria.

(*u.s.*)

Con questo numero della Rivista riprende una rubrica cui tanto successo arrise nel passato. Piero Soati, già collaboratore de « *l'antenna* », curerà questi « colloqui coi lettori », rispondendo a tutti i quesiti che verranno sottoposti: in ogni caso per lettera (come già viene fatto attualmente); dalle pagine della Rivista, quando gli argomenti trattati avranno carattere generale tale da poter interessare più lettori.

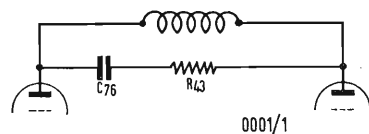
In questa stessa rubrica potranno essere interrogati tutti i collaboratori de « *l'antenna* » e gli argomenti, oltre che di carattere strettamente tecnico, potranno riferirsi anche ad argomenti marginali, come pure potranno avere carattere commerciale, ma non pubblicitario.

La Direzione ritiene che questi colloqui saranno sempre più frequenti e saranno fonte di sempre più stretta e giovevole collaborazione. A.

Modifiche ed allineamento del ricevitore HALLICRAFTER SX 28.

0001 – *Sig. Pietro Rossi – Roma.*

La distorsione del RICEVITORE HALLICRAFTER SX 28 può essere notevolmente ridotta apportando alcune semplicissime modifiche allo stadio finale ed a quello rivelatore. Le consiglio perciò di procedere nel seguente modo:

1) Eliminare la resistenza R_{43} ed il condensatore C_{76}, collegati originalmente in serie fra gli anodi dei due tubi 6V6 (fig. 1).

2) Portare la resistenza di carico del diodo (della 6B8) R_{25}, dal valore originale di 0.2 MΩ a 0,5 MΩ.

3) Il circuito di accoppiamento fra il diodo rivelatore e la prima amplificatrice di bassa frequenza, costituito dal condensatore C_{50} da 20.000 pF, deve essere sostituito dal circuito riportato in fig. 2 e compreso fra le linee tratteggiate.

Apportando al circuito queste modifiche la distorsione, per la massima uscita, risulta dell'1,5 % mentre il rumore di fondo, nelle stesse condizioni, è sempre inferiore ai — 60 dB.

Per effettuare la taratura dei circuiti ad alta frequenza dovrà usare un generatore di segnali collegando il conduttore caldo dello stesso al morsetto A_1, attraverso un antenna fittizia mentre il conduttore freddo o di terra sarà collegato allo chassis. Il cavallotto fra A_2 e G dovrà essere inserito.

La seguente tabella permette di stabilire le operazioni che si debbono eseguire per la taratura delle varie gamme.

Banda	Sintonia in MHz del ricevitore e del generatore	Antenna fittizia	ESTREMO ALTO DELLA GAMMA: regolare oscillatore con	ESTREMO ALTO DELLA GAMMA: guadagno al max regolando i trimmer		ESTREMO BASSO DELLA GAMMA: regolare oscillatore con		ESTREMO BASSO DELLA GAMMA: regolare i nuclei di
1	1.4	200 pF	C_{98}	—	C_{92}	—	—	—
1	0.6	200 pF	—	—	—	S_1	—	—
2	2.8	400 Ω	C_{99}	—	C_{93}	—	—	—
2	1.6	400 Ω	—	—	—	S_2	—	—
3	5.6	400 Ω	C_{100}	C_{94}	C_{88}	—	—	—
3	3.2	400 Ω	—	—	—	S_3	S_4	S_5
4	11.0	400 Ω	C_{101}	C_{95}	C_{89}	—	—	—
4	6.0	400 Ω	—	—	—	S_6	S_7	S_8
5	20.0	400 Ω	C_{102}	C_{96}	C_{90}	—	—	—
5	11.0	400 Ω	—	—	—	S_9	S_{10}	S_{11}
6	36.0	400 Ω	C_{103}	C_{97}	C_{91}			
6	22.0	400 Ω	—	—	—	S_{12}	S_{13}	S_{14}

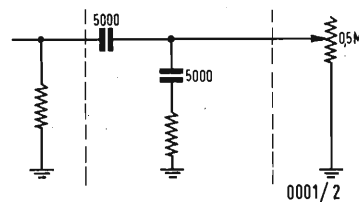
Questa tabella naturalmente permette di ottenere la taratura ortodossa del ricevitore secondo le istruzioni impartite dalla casa costruttrice del ricevitore. Sulla gamma 4, che le interessa in modo particolare, può effettuare la taratura in modo da avere la massima resa sulla gamma dei 7 MHz. In tal caso il rendimento del ricevitore diminuirà sensibilmente nei confronti delle frequenze basse e quelle alte della gamma.

Le operazioni di taratura dovranno essere effettuate mantenendo i comandi nelle seguenti posizioni:

TONE CONTROL: 9; BFO: 0; BASS SWITCH: BASS IN; AF GAIN: 9; RF GAIN: 9.

Commutatore di gamma sulla gamma da allineare.

È molto importante ricordarsi che l'espansore di gamma durante le suddette operazioni deve essere mantenuto nella posizione di : 100.

(*P. Soati*)

Interferenze d'immagine. Metodo per individuarle.

0002 – *Sig. Parenti Mario – Varese.*

Come precisato per lettera rispondo al suo quesito sulla Rivista, dato che si tratta di un argomento di interesse generale.

È noto che in un circuito supereterodina l'oscillatore deve differire constatemente dalla frequenza della stazione ricevuta del valore che corrisponde alla frequenza intermedia. Se indichiamo con F_s la frequenza della stazione che si riceve, con F_m la frequenza intermedia e con F_o la frequenza dell'oscillatore, affinchè la ricezione di F_s sia possibile si dovrà verificare la relazione: $F_s = F_o \pm \pm F_m$, la quale, in relazione al fatto che generalmente l'oscillatore è scelto con frequenza superiore alla F_s, può essere semplificata secondo la relazione: $F_s = F_o - F_m$.

In pratica però si verifica il caso che mentre il ricevitore è sintonizzato in modo da ricevere una frequenza F_s (corrispondente come abbiamo detto ad $F_o - F_m$) può essere ricevuta una stazione F_i avente la frequenza uguale ad $F_o + F_m$, la quale, come valore, differisce da F_s di due volte il valore della frequenza intermedia ($F_i + F_s + 2F_m$)

Tale stazione F_i può essere presente negli stadi ad alta frequenza in conseguenza della loro deficiente selettività, ciò che si verifica normalmente per ricevitori che usano frequenze intermedie piuttosto basse ed inferiori ai 500 kHz.

Un esempio chiarirà maggiormente quanto abbiamo esposto sopra.

Se ad sempio, disponendo di un ricevitore avente una media frequenza a 470 kHz lo sintonizziamo su di una stazione F_s avente la frequenza di 656 kHz, la frequenza dell'oscillatore dovrà corrispondere a 1126 kHz (656 + 470 = 1126). Resta perciò confermata la relazione $F_o - F_m = F_s$ dato che 1126 — 470 = 656. Se però il circuito ad alta frequenza sarà poco selettivo, contemporaneamente alla suddetta stazione ne potrà essere ricevuta un altra, che chiameremo F_i, avente la frequenza di 1126 + 470 = 1596 e che corrisponde alla relazione $F_o + F_m$. A tale frequenza che differisce da F_s di $2F_m$ (656 + 940 = 1596) è stato dato per l'appunto il nome di frequenza immagine, mentre il fenomeno di interferenza al quale essa da origine è noto come *interferenza di immagine*.

Questo tipo di interferenza presenta la particolarità di essere facilmente riconoscibile avendo la caratteristica di variare di frequenza e di intensità per piccoli spostamenti di sintonia.

La cosa è perfettamente logica per il fatto che effettuando uno spostamento di frequenza dell'oscillatore, e cioè di F_o, i valori delle due frequenze intermedie, relative rispettivamente F_s e F_i, che attraversano le medie frequenze, varieranno in senso opposto, dando luogo a battimenti di valore diverso in relazione allo spostamento effettuato.

Il fenomeno risulterà più comprensibile esaminando la tabellina che riportiamo qui di seguito. Nella stessa è indicata con F_s la frequenza della stazione che si desidera ricevere, con F_i una frequenza immagine, con F_m' la frequenza risultante da $F_o - F_s$ e con F_m la frequenza risultante da $F_i - F_o$. Nella colonna F_o sono indicati i valori assunti da F_o, durante i piccoli spostamenti di sintonia ed in parentesi sono indicati i valori in kHz di detti spostamenti tenendo presente che la frequenza base di F_o, nel nostro caso è di 1126 kHz. Nella colonna B si potrà leggere il battimento dovuto all'interferenza di F_m con F_m'.

F_s	F_i	F_o 1126 kHz	F_m (F_o - F_s)	F_m (F_i - F_o)	B (F_m - F_m') e (F_m' - F_m)
656	1596	1128 (+ 2)	472	468	4
		1127 (+ 1)	471	469	2
		1126.5 (+0.5)	470.5	469.5	1
		1126 (–)	470	470	–
		1125.5 (—0.5)	469.5	470.5	1
		1125 (— 1)	469	471	2
		1124 (— 2)	468	472	4

Dunque in linea di massima, si può stabilire che qualora un fischio di interferenza vari di frequenza con il valore della sintonia, non può essere imputabile a due stazioni limitrofe interferentesi fra di loro, ma deve attribuirsi ad un difetto intrinseco del ricevitore. (*P. Soati*)

Radiotelefono portatile per 144 MHz.

0003 – *Sig. Mario Tricarico – Taranto.*

In figura 0003/1 riportiamo lo schema di un apparecchio del tipo da Lei richiesto e che si adatta ad essere montato in modo similare al « TALKIE-WALKIE ». Esso è studiato per funzionare sui 144 MHz ma nulla impedisce di adattarlo sulle gamme viciniore. Tenga però presente che per il suo uso occorre la licenza rilasciata dal Ministero competente.

L'apparecchio consta di un tubo 3A5, doppio triodo, del quale un elemento è utilizzato in ricezione e l'altro in trasmissione. Il tubo 3Q4 ha la doppia funzione di modulatore in trasmissione e di amplificatore di BF in ricezione.

L'alimentazione è fornita da due pile rispettivamente di 67,5 V per l'alta tensione e di 1,5 V per la tensione dei filamenti. Il passaggio dalla ricezione alla trasmissione avviene a mezzo di un unico commutatore del tipo miniatura a quattro circuiti e due sezioni. È opportuno usare un commutatore a minima perdita dato che esso interessa anche il circuito di antenna. In posizione di trasmissione l'alta tensione è applicata sulla placca del triodo di sinistra del tubo 3A5 che funziona come auto-oscillatore. La frequenza della portante è determinata in tal caso L_1 e C_1. L'alimentazione del microfono, che deve essere del tipo a carbone a 1,5 V avviene a mezzo della batteria di accensione.

I segnali di BF microfonici sono applicati alla griglia del tubo 3Q4 a mezzo di T_2. Questo tubo funge da modulatore agendo sull'alta tensione del triodo oscillatore del tubo 3A5 che è prelevata dalla placca del 3Q4. Il magnete del telefono viene ad assumere la funzione di induttanza di modulazione.

Nella posizione di ricezione l'alta tensione è applicata all'elemento di destra del tubo 3A5 il quale funge da rivelatore in superreazione. L'accordo in tal caso viene effettuato a mezzo di L_2 e C_2. I segnali rivelati dal triodo sono avviati al trasformatore Tr_1 dopo essere stati amplificati dal tubo 3Q4. Tutte le resistenze dovranno essere del tipo a 0,5 W mentre i condensatori saranno del tipo a dielettrico ceramico. Come trasformatore Tr_1 si può usare un comune trasformatore per altoparlante avente l'impedenza adatta per una ECL 80. Tr_2 è un comune trasformatore microfonico con rapporto 1 : 30 o 1 : 40.

Le impedenze Ch_1 e Ch_2 saranno realizzate nel modo seguente: su di un piccolo tubo di politene de 3.5 mm di diametro si avvolgeranno 70 spire unite di filo di rame da 2/10 isolate da due strati di seta.

L_1 e L_2 = 6 spire di filo da 12/10 di rame smaltato avvolte in aria, diametro interno 6 mm; lunghezza dell'avvolgimento 16 mm.

C_1 e C_2 = trimmer 3/30 pF.

L_3 e L_4 = 2 spire di filo da 12/10 di rame smaltato avvolte in aria, diametro interno 11 mm; spazio fra spira e spira 2 mm. Queste due bobine dovranno essere montate al disopra ed attorno ad L_1 ed L_2.

L'antenna può essere costituita da un filo di rame da 4 mm con una lunghezza di circa 50 centimetri.

Gli organi principali sono fissati di fianco alla custodia con l'ausilio di due placchette trasversali. Le dimensioni della scatola potranno essere di 280×85×60 mm. Le connessioni dovranno essere effettuate possibilmente direttamente ai piedini dei tubi, delle induttanze o dei variabili.

La messa a punto è semplice. In trasmissione si aggira sul variabile C_1 fino ad ottenere la frequenza desiderata. In ricezione si dovrà udire il caratteristico rumore di caduta d'acqua, che è proprio della superreazione. Se detto rumore non si sente bisogna ritoccare l'accoppiamento di L_4 fino ad ottenere tale soffio.

La portata raggiungibile con questo apparecchio è di circa 4 chilometri in zone di portata ottica. (*P. Soati*)

Licenza per la radioriparazione degli apparecchi radio e dei televisori.

0004 – *Sig. Giovanni Garibaldi – Firenze.*

Per procedere alla riparazione degli apparecchi radio e dei televisori per conto di terzi è opportuno essere in possesso della relativa licenza che viene rilasciata dal Ministero delle Poste e Telecomunicazioni. Per ottenere la stessa non occorrono titoli di studio particolari ed è sufficiente la presentazione dei seguenti documenti:

1) Domanda per ottenere la licenza diretta al Ministero delle Poste e Telecomunicazioni - Sezione Radio - Divisione II - Roma, in carta bollata da Lire 200.

2) Permesso Comunale autorizzante la vendita degli apparecchi radio.

3) Certificato di iscrizione alla Camera di Commercio.

4) Ricevuta od estremi dell'abbonamento alle radioaudizioni.

5) Bolletta 72A dell'Ufficio del Registro dalla quale risulti il pagamento della tassa annuale di concessione.

Per il permesso comunale dovrà rivolgersi al Comune di residenza nel quale desidera effettuare le riparazioni. Generalmente non si incontrano difficoltà per tale rilascio a meno che esista già un numero elevato di riparatori.

Lo stesso dicasi per l'iscrizione alla Camera di Commercio, per ottenere la quale è sufficiente riempire un modulo che viene distribuito presso le sedi di tali istituzioni.

Circa gli altri consigli richiesti le sarò preciso non appena avrà raggiunto lo scopo. (*P. Soati*)

Oscillofono per esercitazioni RT.

0005 – *Sig. Gino Gallazzi – Livorno.*

Effettivamente la nota delle cosidette « cicale », e che è compresa fra i 50 ed i 250 periodi, è troppo bassa per addestrare lo orecchio alla ricezione radiotelegrafica.

In figura 0005/1 riportiamo lo schema di un ottimo oscillofono adatto per la ricezione in cuffia di segnali RT aventi una frequenza nota sufficiente elevata e regolabile. I valori dei vari componenti sono i seguenti: C_1 e $C_2 = 0.001\ \mu F$, mica, 350 V; $C_3 = 0.01\ \mu F$, carta, 500 V; $C_4 = 0.002\ \mu F$, mica, 350 V; $C_5 = 0.003\ \mu F$, carta, 500 V; $C_6 = 20\ \mu F$, elettrolitico, 250 V; $R_1 = 25.000\ \Omega$, 1/2 W; $R_2 = 270.000\ \Omega$, 1/2 W; $R_3 = 220.000\ \Omega$, 1/2 W; $R_4 = 1\ M\Omega$, potenziometro a carbone; $R_5 = 100.000\ \Omega$, potenziometro regolatore di volume; $R_7 = 45.000\Omega$, 1/2 W; $R_8 = 490\ \Omega$, 25 W, per alimentazione a 125 V. (*P. Soati*)

Propagazione delle onde corte.

0006 – *Sig. Piero Bruzzone – Genova.*

La propagazione delle onde corte, ed in modo particolare per le frequenze più elevate, è strettamente legata al ciclo undecennale dell'attività solare. Questo è il solito motivo per il quale le gamme delle frequenze più elevate in certi anni, consecutivi, permettono la propagazione delle emissioni radioelettriche anche a distanze notevolissime mentre in altri anni, pure consecutivi, la propagazione di dette frequenze è praticamente chiusa.

Tale è il caso della gamma compresa fra i 25 ed i 28 MHz che le interessa.

Attualmente il ciclo solare sta attraversando un massimo di macchie solari e quindi la propagazione delle emittenti di radiodiffusione su tale gamma è buona (ciò avviene anche per le gamme dei 21 e dei 17 MHz, sebbene con effetti sensibilmente diversi). Fra qualche anno invece si noterà un netto peggioramento della ricezione.

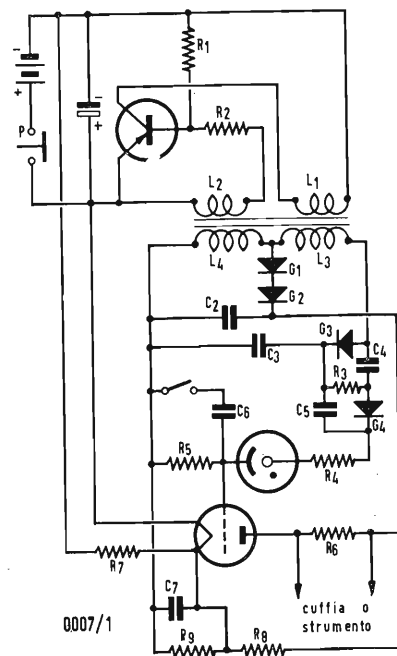
Per quanto si riferisce alla seconda richiesta tenga presente che gli elenchi delle stazioni di radiodiffusione in genere sono pubblicati in base alle segnalazioni fornite ad apposite organizzazioni, dai vari enti interessati i quali prenotano con un certo anticipo le frequenze che saranno usate in futuro dalle loro stazioni. Dette frequenze sovente sono usate con notevoli ritardi o per limitari periodi: in altri casi la frequenza stessa viene notevolmente variata in relazione alla situazione del canale. In questa rubrica noi segnaleremo sempre le stazioni udite nel mese anteriore alla pubblicazione della « consulenza » sulla rivista. Nel caso si tratti di stazioni di probabile prossima entrata in servizio ciò verrà senz'altro segnalato.

Ecco le stazioni che emettono attualmente in gamma 25 ÷ 26 MHz: 25610 Huizen, Olanda - 25620 Wien, Austria - 25650 London, Inghilterra - 25670 Tanger Voa, Tangeri - 25750 London, Inghilterra - 25800 Johannesburg, Unione Africa Sud - 25840 London, Inghilterra - 25865 Cairo, Egitto - 25880 Tanger Voa, Tangeri - 25900 Oslo, Norvegia - 25950 New York, Usa - 26040 New York, Usa.

Tenga anche presente che su detta gamma sono ricevute con facilità le *armoniche* delle stazioni che emettono su altre gamme (6,7 e 9 MHz) la qualcosa può essere causa di interpretazioni errate. (*P. Soati*)

Rilevatore di radiazioni portatili.

0007 – *Sig. Mario Sanguineti – Genova.*

Nella figura 0007/1 le riporto lo schema richiesto. Si tratta di un contatore di radiazioni realizzato dal reparto tecnico della PHILIPS.

L'apparecchio è portatile e di dimensioni veramente minime tanto che può essere contenuto in una mano. Il tubo contatore è costituito da un geiger-muller tipo 18503. La segnalazione della presenza di radiazioni è ottenuta otticamente a mezzo di una valvola indicatrice di sintonia del tipo DM 70. L'alta tensione continua necessaria per il tubo contatore e la tensione anodica per la placca della valvola indicatrice sono fornite da un circuito convertitore-elevatore di tensione a transistor. Tale circuito è alimentato da due batterie a 1,4 V. La potenza assorbita e di solo 100 mW. L'apparecchio deve essere costruito in modo da dare un ingombro di 18×6×3 cm ed un peso, batteria compresa da circa 350 grammi.

Il trasformatore deve essere del tipo a nucleo chiuso ad olla in ferroxcube tipo D 25/16 - 10.0 - 2B3, senza traferro.

L_1 = 155 spire da 0.3 di rame smaltato; L_2 = 35 spire da 0.1 di rame smaltato; L_3 = 1850 spire da 0.06 di rame smaltato; L_4 = 700 spire da 0.06 di rame smaltato; (L_1 interno L_4 esterno). Gli altri componenti avranno i seguenti valori: G_1, G_2 = raddrizzatori al germanio OA85; G_3, G_4 = raddrizzatori selenio. Transistore = OC 76.

$C_1 = 8\ \mu F$, 8 V; $C_2 = 0.1\ \mu F$, 100 V, carta; C_3, C_4, C_5 = 4700 pF, 350 V, ceramico; C_6 = 1500 pF, 350 V, ceramico; C_7 = 2700 pF, 350 V, ceramico; $R_1 = 22\ k\Omega$; $R_2 = 1,5\ k\Omega$; $R_3 = 6,8\ k\Omega$; R_4, $R_5 = 10\ M\Omega$; $R_6 = 10\ k\Omega$; $R_7 = 56\ \Omega$; $R_8 = 0.68\ M\Omega$; $R_9 = 68\ k\Omega$.

Tutte le resistenze dovranno essere del tipo da 0.25 W con tolleranza ± 10%. (*P. Soati*)

Precisazioni su un amplificatore HiFi.

0008 – *Sig. Nereo Fabbri – Sestri Ponente.*

Sfogliando « *l'antenna* », marzo 1957, ho trovato uno schema di amplificatore Hi Fi professionale.

Prima però di accingermi ad una spesa, vorrei che Lei mi consigliasse in merito, prima di tutto se lo schema riportato è già stato costruito e non è soltanto teorico, poi se un amatore giovane e con poca attrezzatura può accingersi a realizzarlo con probabilità di successo.

Invio uno schizzo topografico e domando qualche consiglio.

Nello schema ci sono alcuni valori mancanti: essi sono P_2 - P_3 - P_4; nell'equalizzatore la posizione 5° è per l'ingresso ad alta impedenza e la 6° è per il nastro; le altre, per equalizzare i diversi tipi di incisione, in che ordine sono?

Negli attenuatori di frequenza a scatto, a che frequenza corrisponde ogni scatto?

Potrebbe servire in questo circuito il trasformatore d'uscita N° 5431 H.F. Geloso?

L'altoparlante Jensen H 222 va bene? Oppure è meglio la combinazione tweeter-woofer della Isophon?

Commutatori porcellana, zoccoli porcellana, condensatori in carta olio, resistenze tipo americano ad impasto di carbone, vanno bene?

Ho diviso i due alimentatori perchè non posseggo il trasformatore citato nello schema. Va bene?

* * *

La realizzazione di un amplificatore ad alta fedeltà non è cosa così complicata da non poter essere realizzata da un dilettante appassionato di circuiti elettronici.

Sono necessarie delle nozioni specifiche per quanto riguarda la messa a punto degli amplificatori e la realizzazione delle parti meccaniche. Sono nozioni che è necessario avere, ma abbastanza semplici e che un appassionato dovrebbe certamente possedere.

L'apparecchio, il cui schema è stato riportato a pag. 130 della rivista « *l'antenna* » marzo 1957, è già stato realizzato prima della pubblicazione sulla rivista ed è già stato realizzato con ottimi risultati anche da costruttori dilettanti. La cosa più importante ed assolutamente essenziale è avere a disposizione un oscillografo, che può essere anche molto piccolo, un voltmetro per correnti alternate ed un generatore di segnali, anche estremamente rudimentale. Oltre naturalmente, ad un buon tester e alle solite basilari attrezzature di laboratorio. Le consiglio di realizzare prima l'amplificatore di potenza, provare questo, indi, stadio per stadio, realizzare tutto il circuito. In un primo tempo le consiglio di realizzare il circuito senza l'attenuatore, le varie commutazioni per i vari canali e le equalizzazioni.

P_3 e P_4 sono potenziometri da 0,5 MΩ, P_2 da 3000 Ω.

Il suo schema costruttivo è abbastanza logico; schermi molto bene V_1 e V_2 e relativi circuiti.

Per quanto riguarda le equalizzazioni veda « *l'antenna* », marzo 1957, pag. 129, fig. 1. Consiglio però di controllare le curve di risposta una per una, eventualmente cambiando i valori dei condensatori.

Taglio frequenze alte: pos 1 = nullo
pos. 2 = 6kHz (ricontrolli)
pos. 3 = 3kHz (ricontrolli)

Taglio frequenze basse: pos. 1 = nullo
pos. 2 = 40 Hz
pos. 3 = 150 Hz.

La 6SL7 può essere sostituita con la ECC83. Le altre non lo consiglio.

Il trasformatore della Geloso può essere adottato. È meglio la combinazione Isophon (da un punto di vista costo-caratteristiche).

I componenti vanno bene. Senz'altro è meglio, con due alimentazioni! (*dott. ing. P. Cremaschi*)

Un Nuovo Servizio Radiofonico: la Filodiffusione

(*segue da pag. 385*)

chetta d'arrivo della linea telefonica uno speciale filtro (piccola cassettina delle dimensioni all'incirca d'un pacchetto di sigarette) che consente di usare il telefono contemporaneamente alle ricezioni musicali, senza alcuna interferenza reciproca: la stessa Società telefonica installa poi nel luogo e posizione indicata dall'utente la bocchetta di presa per il collegamento con l'apparecchio della filodiffusione.

Qui si presentano due distinte soluzioni. Può essere usato uno speciale gruppo elettronico di adattamento collegato ad un esistente ricevitore radio: tale gruppo è già autoalimentato e provvisto dei 6 tasti per la selezione dei programmi e mediante un cavetto flessibile vien collegato alla presa « fono » del radioricevitore.

Secondo tale soluzione (più economica perchè comporta l'acquisto del solo gruppo adattatore) sono pertanto necessari due apparecchi collegati fra di loro: l'adattatore ed un radioricevitore normale.

La seconda soluzione ch'è di gran lunga più pratica ed estetica come aspetto ambientale, prevede un apparecchio unico fine a se stesso, molto simile ad un normale radioricevitore. In luogo della consueta scala-quadrante della radio, vi è una tastiera di 6 o 7 tasti (il 7° tasto funge da interruttore) fiancheggiato da due manopole per il controllo del volume e del tono.

Se la parte elettroacustica di tale apparecchio è ben realizzata, esso costituirà per gli utenti telefonici delle quattro città citate un magnifico, pratico e consigliabile sostituto della radio, con le maggiori già accennate prestazioni date dalla filodiffusione. Qualche intelligente costruttore ha già realizzato degli ottimi apparecchi del genere, che incontreranno certamente un grande successo presso i radioutenti cittadini. A. Banfi

Strumento di Misura della Tensione di Filamento

(*Segue da pag. 419*)

Infine va notato che il milliamperometro è racchiuso entro una gabbietta di protezione fatta di filo No 14. La gabbietta è indispensabile per evitare possibili errori causati da variazioni elettrostatiche.

7. - TARATURA.

La taratura dello strumento può venir fatta mediante una batteria di bassa tensione e un voltmetro di precisione.

Se le resistenze del partitore sono costruite accuratamente non è necessario tracciare anche la scala per i 4 V. Basta moltiplicare per 2 il valori letti nella scala 2 V. Se il controllo dello strumento mostra che la scala 4 V non è multipla esatta di quella 2 V, sarà necessario tracciare ambo le scale.

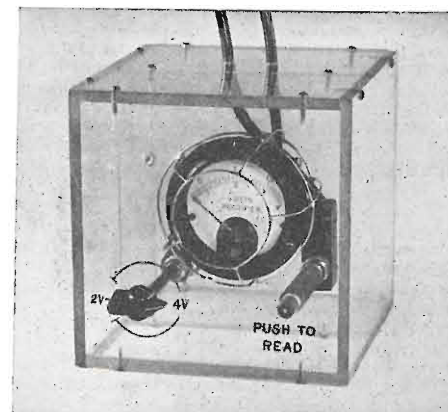



Fig. 3 - Fotografia del modello di laboratorio. Si noti la costruzione della gabbietta elettrostatica del milliamperometro.

8. - PRECAUZIONI.

La termocoppia è molto sensibile e sovracorrenti dovute a extracorrenti o a scariche di condensatori possono bruciarla.

Bisogna quindi, essere assolutamente certi che il circuito ad alta tensione sia completamente scarico prima di connettere le prese per la misura al ricevitore. Le pinzette per la misura devono essere fissate con sicurezza ai piedini dello zoccolo della raddrizzatrice. Se una pinzetta si allenta e va a toccare lo chassis del ricevitore la termocoppia si danneggia irreparabilmente.

L'interruttore chiuso normalmente in parallelo alla termocoppia deve essere premuto per leggere la tensione da misurare. Questo interruttore protegge la termocoppia fino a un certo

Fig. 4 - Metodo usato per avvolgere le resistenze antinduttive R_1 e R_2. Il filo può essere avvolto a spirale.

punto ma non assicura una protezione completa. Un corto circuito netto può bruciare la termocoppia anche a interruttore chiuso.

Il ricevitore deve essere spento e il circuito ad alta tensione deve essere scaricato prima di togliere le pinzette di misura. In conclusione, questo strumento è stato fatto per riparazioni in laboratorio. Esso però può usarsi anche in casa del cliente.

Agli effetti del costo, la costruzione dello strumento non comporta grandi spese e l'ammortizzamento lo si ha in breve tempo.

(*dott. ing. A. Carraro*)

Tabella II

Dati per l'avvolgimento delle resistenze per le scale del milliamperometro.

	Res. in Ω	N° spire	Res. in Ω per piede	Lunghezza totale*
R1**	392	32	7,4	53 ft.
		34	11,8	33 ft. 2'' 1/2
R2**	400	32	7,4	54 ft.
		34	11,8	33 ft. 11''

* Lunghezza calcolata approssimativamente, circa 10 cm devono essere aggiunti per sicurezza nella misura col ponte di resistenza.

** Non devono essere induttive. Vedi testo.

Fondamenti dell' Ascolto Stereofonico

(*Segue da pag. 422*)

trasforma questa differenza in un certo spostamento nello spazio. Nelle stesse condizioni geometriche della fig. 5 la relazione fra l'angolo e il ritardo è data dalla curva della fig. 6 che è valida fino a che i due altoparlanti danno un suono di uguale intensità nel punto di ascolto.

8. - ASCOLTO STEREOFONICO.

Per una determinata posizione degli altoparlanti la posizione apparente della sorgente dipende dal campo sonoro generato dai due altoparlanti nel punto di ascolto. Quindi in un ambiente chiuso ha molta importanza oltre alle differenze di intensità e di tempo anche la disposizione degli altoparlanti. La localizzazione composta infatti vale solo se non è intervenuta prima la « legge della prima fonte d'onda ». Questa legge dice che una sorgente viene localizzata in quella direzione dalla quale le onde sonore arrivano prima alla testa, ammesso che venga

conservata una certa dipendenza fra la differenza di intensità e di tempo di onde che arrivano più tardi ma che sono altrimenti uguali. È facile fare la prova.

Mandiamo nei due altoparlanti lo stesso segnale con la stessa intensità e muoviamoci parallelamente alla linea di unione dei due altoparlanti. Se la distanza da queste linea non è molto forte avremo dapprima l'impressione che il suono provenga solo dall'altoparlante più vicino.

Continuando a spostarci noteremo ad un certo punto che la posizione apparente della sorgente salta in modo abbastanza brusco nella posizione intermedia fra i due altoparlanti. La posizione rimane ferma in questo punto per un altro pò e poi salta sull'altro altoparlante. Il limite fra i punti in cui la sorgente appare in mezzo o su uno degli altoparlanti si può definire abbastanza esattamente con dei segnali non periodici. Ripetendo la prova a varie distanze e unendo tutti i punti limite si ottiene una iperbole i cui fuochi coincideranno con gli altoparlanti.

Per i punti che si trovano fra i due rami dell'iperbole valgono approssimativamente le curve delle figg. 5 e 6. Supponiamo che durante una trasmissione si abbiano una uguale quantità di differenze di intensità di 0 e di ± 15 dB (senza differenze di tempo) fra i due altoparlanti, allora gli ascoltatori che si trovano fra i rami dell'iperbole avranno l'impressione che la sorgente si trovi per un terzo del tempo a destra, per un terzo nel centro e per un terzo a sinistra. Invece un ascoltatore, ch si trovi fuori da quella zona dalla parte dell'altoparlante sinistro, per un terzo del tempo avrà l'impressione che il suono provenga dall'altoparlante di sinistra e per gli altri due terzi pressapoco dalla mezzaria fra i due altoparlanti. Al di fuori della zona centrale la « larghezza di base » si contrae e il suo baricentro si sposta dalla parte dell'altoparlante più vicino.

Quindi le curve delle fig. 5 e 6 hanno solo un valore limitato. Esse dipendono oltre che dalla gamma di frequenza del suono anche dalla disposizione degli altoparlanti, dalle loro caratteristiche direzionali, dal punto di ascolto, dalla posizione della testa e dalle caratteristiche acustiche dell'ambiente. Per potere spiegare come si comporta l'udito in condizioni diverse da quelle considerate saranno necessarie molte altre esperienze che fino ad oggi non sono ancora state eseguite ma che sono necessarie per potere trovare i migliori compromessi nella disposizione e nella scelta degli altoparlanti e per determinare le migliori condizioni per la tecnica della ricezione.

(dott. ing. Giuseppe Baldan)

sulle onde della radio

Africa Equatoriale Francese

« Radio Tchad » di Fort Lamy, è ora in aria nei giorni feriali dalle ore 12.00-13.45 e dalle 18.45 (giovedì 17.15) - 21.00. Domenica 11.00-21.00. Tutti i programmi sono trasmessi su 1538 kHz (1 kW); 6200 kHz (4 kW) fino alle ore 13.45, ed anche 4904,5 kHz fino alle 18.15 (Giovedì 17.15).

Albania

Il programma Greco irradiato da « Radio Tirana » dalle 23.30 alle 24.00 su 1088 kHz è stato rimpiazzato da un programma in lingua araba.

Angola

« Radio Clube de Moçamedes » opera su 7230 kHz (CR6RM - 0,35 kW): 07.00-08.30, 12.00-14.30, 18.00-22.00; alla Domenica 08.00-10.00, 12.00-15.00.

Argentina

« Radio Nacional » da Buenos Aires usa le seguenti frequenze: Servizio Nazionale (interno): 6062 kHz (LRA 31) 12.00-04.00, 15345 (LRA 33) 12.00-19.30, 6180 (LRA 34 Mendoza) 14.00-04.00; Servizio Estero: 15345 kHz - 20.00-02.00, 9690 kHz (LRA 32) - 03.00-07.00.

Australia

Radio Australia ha sostituito nel suo programma diretto dall'Africa dalle 05.30-06.25 la frequenza di 15200 kHz (VLC 15) con 21680 kHz (VLC 21).

Bolivia

« Radio La Cruz del Sus » da La Paz ha un programma in inglese al giovedì dalle ore 03.05 alle 03.20 su 9444 kHz.

Brasile

« Radio Cultura » di San Paolo (ZYR 58) emette un programma in lingua giapponese dalle 00.30 alle pre 01.30 su 6165 kHz. « Radio Club do Parà » da Belem su 4865 kHz (PRC 5) trasmette un notiziario in inglese dalle 03.30. « Radio Farroupilha » da Porto Alegre opera su 600 e 9730 kHz (PRH2-50 kW e ZYU59-10 kW) e 15335 kHz-ZYU68-10 kW. « Radio 9 de Iulho » emette in giapponese dalle 10.30 alle 11.30 su 9620 kHz (ZYR96).

« Radio Diffusora de Educacao » da Rio de Janeiro opera come segue: 11.00-04.30 giorni feriali e 12.00-03.30 alla domenica su 800 kHz (PRA2), 9770 kHz (PRL 4), 11950 kHz (PRL 5), 17875 kHz (PRL 2). Notizie alle ore 13.00, 18.00, 22.25, 03.00 nei giorni feriali alla domenica alle ore 17.00 per la durata di 5'.

« Radio Inconfidencia » da Belo Horizonte opera dalle 10.00 alle ore 05.00 su 880, 6000 e 15190 kHz (PRI 9, PRK 5, PRK 9 - 50/5/5 kW). Notizie in portoghese alle ore 12.00, 16.15, 17.00, 23.00, 02.00, 02.30. In Italiano alla domenica alle 18.30 e Francese al mercoledì alle ore 02.05.

Cambogia

« Radio Cambogia » ha recentemente revisionato la propria scheda programmi per l'estero come segue: ore 14.00 programma inglese, 14.20 tailandese, 14.40 vietnamese, 15.00-16.00 francese su 6090 e 7187 kHz.

Cameroun Francese

L'ultima scheda programmi: Radio Cameroun I (Yaoundè): su 1538, 4975 kHz (1 e 4 kW) nei giorni feriali: 07.30-10.00, 13.15-14.30, 19.00-23.00 (al Mercoledì 18.30 e Sabato ore 17.00). Al Sabato termine dei programmi alle ore 24.00. Domenica 09.00-23.00. Radio Cameroun II (Donala): su 1448, 6155 kHz (ciascuna di 1 kW) nei giorni feriali 07.45-09.30, 13.15-14.30, 19.00-23.00, (Al Sabato comincia alle 17.00). Domenica 09.00-15.00 e 19.00-23.00.

Canadà

La stazione VE9AI (9540 kHz) dislocata ad Edmonton-Alberta ha cessato le proprie trasmissioni dal 30 giugno.

Medio Oriente

Riteniamo che possa essere utile conoscere le trasmissioni provenienti dal Medio Oriente agli ascoltatori desiderosi dell'intercettazione diretta. I programmi sono tutti in varie lingue:

Aden: in arabo 17.00-22.00 su 7170 kH (41.84).

Alfganistan (Kaboul): in inglese 17.40-18.00 su 18637 kHz (16.09 m). Informazioni alle ore 17.45.

Giordania: Amman: in inglese 16.00-17.30 e la domenica 10.30-11.30 su 11810 (25.40) e 6045 (49.63) kHz.

Irak: in arabo 05.30-07.00 e 09.00-22.00 su 31,67 m (9475 kHz) e 41,78 m(7180 kHz).

Egitto: in francese: 20.00-20.10 (F.L.N.) 20.10-21.00 su 11985 (25,02); 23.30-0.10 (F.L.N.) su 7055 (42,52 m); informazioni alle 20.15
In inglese: 14.30-15.30 e 16.15-16.30 su 16,75 (17915 kHz); 22.00-23.00 su 25,03 (11985 kHz); informazioni alle ore 22.15.
In tedesco: 21.00-22.00 su 25,03 (11985 kHz); informazioni alle ore 22.15.

Siria: in francese: 20.30-21.00 su 15165 kHz (19,78 m).
In inglese: 17.00-18.30 su 7133 (42,06 m); 21.00-21.30 su 15165 (19,78 m); informazioni alle 21,15.

Arabia Saudita: in arabo: 04.00-05.30, 12.00-13.30; 17.00-21.00 su 49.18 (6100 kHz).
In urdu e indonesiano su 25,10 (11950 kHz).

Cipro (Limassol): in inglese 14.00-15.15 su 11720 kHz (25,60 m) e 48,62 m — 6170 kHz.

Iran (Teheran): in francese 20.45-21.00 lunedì-mercoledì-sabato su una frequenza oscillante tra 15130 kHz e 15090 kHz (19,83-19,88 m) e su 9680 (30,99 m).
In inglese: 21.00-21.20; come sopra.
In tedesco: 20.45-21.00 domenica-martedì-giovedì; come sopra.

Israele: in francese: 21.15-21.45 (sabato fino alle 21.35) su 9008 kHz (33,30 m).
In inglese 22.15-22.45 come sopra.

Kuweit: in arabo: 17.00-20.30 su 5000 kHz (60,00 m.).

Libano: in francese 06.30-06.45, 12.30-13.30, 20,00-21.15 su 37,45 (8010 kHz); più la domenica dalle 11.00 alle 12.00. informazioni alle 06.30, 12.30, 20.00.
In inglese: 16.00-17.00 su 37,45 (8010 kHz); informazioni alle ore 16.00.

Pakistan: in inglese: 19.15-20.00 (verso la Turchia) e 20.15-21.00 (verso la Gran Bretagna) su 19,73 m. (15205 kHz) e m. 25,34 (11840 kHz).

Turchia: in francese: 21.15-21.45 su 19,79 m (15100 kHz).
In inglese: 22.00-22.45 su 19,79 m (15100 kHz) e 31,70 (9465 kHz).
In tedesco: 20.30-21.00 su 19,79 (15160 kHz).

Nuova Zelanda

Il mese di Settembre 1958 Radio Nuova Zelanda celebrerà il suo 10° anniversario nel campo delle trasmissioni ad onde corte. Per tale occesione saranni trasmessi speciali programmi dal 20 al 26 settembre dalle ore 07.00-08.00 e 10.30-11.30. Le frequenze che saranno usate durante la settimana saranno o 6080 o 9540 kHz. I sommari dei programmi che saranno irradiati in quell'epoca verranno irradiati da Lunedì 15 Settembre a Venerdì 19 Settembre alle 08.00, 09.40, 10.00 e 11.40. Cartoline QSL compilate secondo il codice S.I.O. saranno premiate con un diploma speciale. Necessario specificare il tipo di programma ricevuto e frequenza.

Repubblica Araba Unita

Si sa che dal Cairo partono le trasmissioni dette « La Voix de l'Algére libre » dalle 20.00 alle 20.10 su 11990 kHz (25,02). Una seconda emissione per il F.L.N. avrà luogo dalle 23.30 alle 23.40 su 42,52 (7055 kHz).

Somalia Francese

« Radio Dijbouti » dal 1° giugno ha messo in onda nuovi programmi su 1538 e 6000 kHz (1 e 4 kW) dalle 04.30-05.30, 09.30-11.00, 16.00-20.00. Dalle 19.00 alle 20.00 su 4780 kHz.

(Micron)

archivio schemi

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM. FM, CGE, MOD. AUDIOLETTA 1586

MAGNADYNE
mod. FM47

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIO RICEVITORE AM-FM, MAGNADYNE. MOD. FM47

BOLLETTINO TECNICO GELOSO N. 71-72

BOLLETTINO TECNICO GELOSO
n. 71-72

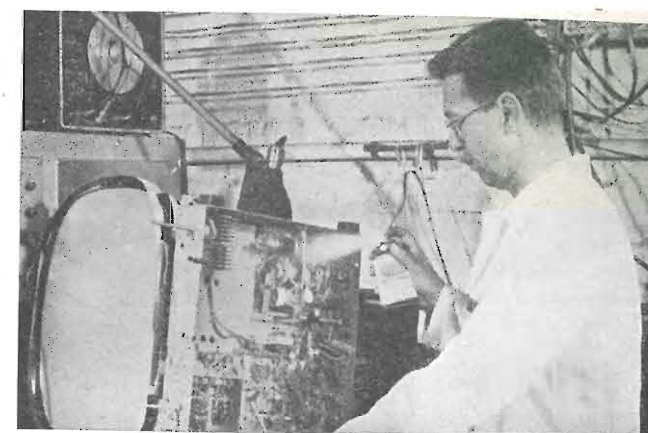
E' imminente l'uscita del "Bollettino Tecnico Geloso" N. 71-72 (primavera estate 1958) che descrive, fornendo dati e schemi, i seguent apparecchi: G280-A amplificatore BF da 100 watt; G276-A/G279-A, amplificatore con pilota separato, per complessi da 100 a 2000 watt BF; G290-V, preamplificatore BF a 5 canali d'entrata; G287-AV, complesso fonografico - microfonico - magnetofonico portabile.

Presenta inoltre alcune interessanti parti minori, tra le quali, di particolare interesse per la loro originalità e per la loro riuscitissima funzionalità pratica, i comandi a distanza per il magnetofono G255-SP, c con i quali questo apparecchio viene convertito nella più veloce, docile e pratica macchina per dettare e trascrivere.

Nel bollettino, inoltre, sono pubblicati dati tecnici e schemi dei seguenti apparecchi: G533, G307, G309, G310, G326, G351, G361, G374.

E' un Bollettino di 64 pagine, denso di dati e schemi particolarmente preziosi per il tecnico e il riparatore.

Sarà inviato gratuitamente a tutti coloro che ne faranno richiesta o a chi è già iscritto nell'apposito indirizzario. Chi non fosse ancora iscritto e volesse ricevere anche le future pubblicazioni senza richiederle volta per volta, potrà iscriversi inviando contemporaneamente L. 150 a rimborso spese di iscrizione, versando la somma sul conto corrente postale N. 3/18401 intestato alla GELOSO S. p. A., viale Brenta 29, Milano 808.

Tutti gli apparecchi descritti nel Bollettino Tecnico Geloso N. 71-72 saranno esposti alla 24.ma Mostra Radio e TV, unitamente ad altri nuovissimi che saranno descritti nel prossimo numero 73 (autunno 1958) del Bollettino stesso.

KRYLON INC. PHILADELPHIA, U. S. A.

Il KRYLON TV, applicato con lo spruzzo a tutte le connessioni di Alta Tensione (bobine, zoccoli, isolanti del raddrizzatore, trasformatore, ecc.), previene l'effetto **corona,** frequente causa di **rigature** e **sfioccamenti** sullo schermo TV.

L'applicazione del KRYLON TV elimina pure la formazione di **archi oscuri** causati dall'umidità.

Assicurate il massimo rendimento e più lunga durata agli impianti televisivi con soluzione acrilica

KRYLON TV

Concessionario di vendita per l'Italia:

R. G. R.

CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TEL. 8480580

N O V I T A'

ANALIZZATORE ELETTRONICO
mod. 131/S

Caratteristiche

Voltometro per tensione continua
Portate: 0÷1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 Volt
Resistenza di ingresso: 11 MOhm
Precisione: 3% del valore f.s.

Voltometro per tensione alternata
Valore efficace:
0÷1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 Volt
Valore fra picco e picco:
0 - 4 - 14 - 42 - 140 - 420 - 1400 - 4200 Volt.
Impedenza d'ingresso:
circa 1 MOhm con 60 pF derivati
Precisione: 5% del valore f.s.
Risposta di frequenza: (dipendente dall'impedenza del generatore) max 3 MHz

Ohmmetro
In 7 portate: 0,1 Ohm ÷ 1.000 MOhm

Accessori
Testina per R.F. mod. 104/S (con tubo elettronico)
Sonda per A.T. mod. 103/S

MECRONIC
FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO
MILANO - Via G. JAN 5 - Tel. 221.617

PREZZO DI LISTINO L. 51.000

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.

Milano - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191 - 606620

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO - CALOTTE E SERRAPACCHI PER TRASFORMATORI - LAVORI DI IMBOTTITURA

La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per lavorazioni speciali e di grande serie

Abbonamento annuale L. 3.500 + 70 i.g.e.

Abbonamento abbinato L. 5.000 + 100 i.g.e.

Abbonamento annuale L. 2.500 + 50 i.g.e.

NOVITA'

PYGMEAN 2° — Un primato nella miniaturizzazione: grande quanto un normale portasigarette da 20, antenna e batteria comprese; super a 4 transistori, simile al Pygmean ma con sintonia semifissa. Autonomia: oltre 500 ore con L. 150 di pile. Scatola di montaggio, completa, L. 14.800. Documentazione gratuita.

A PREZZI RIBASSATI

Possedere un ottimo televisore non è un lusso se realizzerete il T11/C, originale apparecchio posto in vendita come scatola di montaggio ai seguenti prezzi:
Scatola di montaggio L. 28.900; kit valvole L. 12.632; cinescopio da 14" L. 14900; da 17" L. 18900; da 21" L. 27900
La scatola di montaggio, oltre che completa ed in parti staccate, è venduta anche frazionata in n. 5 pacchi da L. 6.000 l'uno. Risultati garantiti. Guida al montaggio e tagliandi consulenza L. 500; L. 700 se contrassegno. MAGGIORE DOCUMENTAZIONE TECNICA E REFERENZE A RICHIESTA.

PYGMEAN: radioricevitore « personal » da taschino ad auricolare, superet. a 4 transistori di dimensioni, peso e consumo eccezionalmente bassi (mm. 25 x 40 x 125, pari ad 1,55 pacchetti di Nazionali). Scatola di montaggio, L. 15.900. In vendita anche in parti staccate. Documentazione e prezzo a richiesta.

Scatola di montaggio T14/14"/P, televisore « portatile » da 14", a 90°, molto compatto, leggero, mobile in metallo plasticato con maniglia, lampada anabbagliante incorporata; prezzo netto L. 28.000; kit valvole L. 13.187; cinescopio L. 15.555; mobile L. 9.800. In vendita anche in n. 5 pacchi a L. 6.000 l'uno. Documentazione a richiesta.

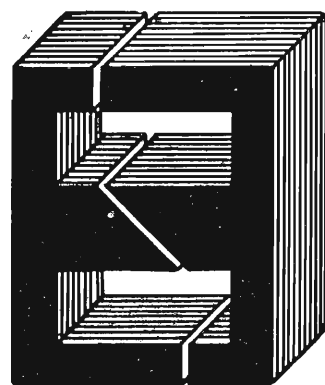
TELEPROIETTORE MICROM T15/60", in valigia di cm. 44 x 35 x 14,5, peso kg. 13,5 adatto per famiglia, cinema, circoli. Dotato di ottica permettente l'immagine da cm. 22 a m. 4 di diagonale. Consuma e costa meno di un comune televisore da 27". Prezzo al pubblico L. 250.000. Documentazione e garanzia a richiesta. In vendita anche in parti staccate. Richiedere listino prezzi.

Trasformiamo televisori comuni, anche vecchi ma efficienti, di scuola europea in TELEPROIETTORI da 60 pollici. Spesa media L. 98.000. Per informazioni indicare: marca, tipo, valvole, cinescopio, giogo deflessione.

Ordini a: MICRON - Corso Industria, 67 - ASTI - Tel. 2757

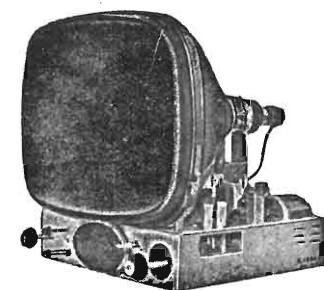
TASSINARI UGO

VIA PRIVATA ORISTANO N. 9 - TELEFONO N. 280.647

MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

Via Palestrina, 40 - Milano - Tel 270.888

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

Astars di ENZO NICOLA

TELEVISORI PRODUZ. PROPRIA
e delle migliori marche
nazionali ed estere
Scatola montaggio ASTARS a 17 e 21 pollici con particolari PHILIPS E GELOSO
Gruppo a sei canali per le frequenze italiane di tipo « Sinto-sei »
Vernieri isolati in ceramica per tutte le applicazioni
Parti staccate per televisione - MF - trasmettitori, ecc.
« Rappresentanza con deposito esclusivo per il Piemonte dei condensatori C.R.E.A.S. »

A/STARS Via Barbaroux, 9 - TORINO Tel. 49.507 Tel. 49.974

VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE

TUBI T.V.

ACCESSORI RADIO E T.V.

SCONTI ECCEZIONALI

PHILIPS - TELEFUNKEN
FIVRE - MARCONI
R.C.A. - SILVANIA - DUMONT
TRANSISTORI

RADIO ARGENTINA - ROMA
VIA TORRE ARGENTINA, 47 - TELEF. 565.989

RICHIEDERE OFFERTA

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA
DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

di G. GAMBA

ESPORTAZIONE IN TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA «PHILIPS»

Sede: MILANO - Via G. DEZZA 47 - TELEF. 44.330 - 48.77.27
Stabilim.: MILANO - Via G. Dezza 47 - BREMBILLA (Bergamo)

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.

Milano - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191 - 606620

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO

Inoltre, possiamo fornirVi lamelle con lamiera a cristalli orientati, con o senza trattamento termico.

La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per lavorazioni speciali e di grande serie

ORGAL RADIO

DI ORIOLI & GALLO

COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO ● PARTI STACCATE

MILANO - Viale Montenero, 62 - Tel. 585.494

Supereterodina a 6 valvole noval: ECC.85, EF.85, ECH.81, EABC.80, EL.84, EZ.80 - Onde corte, medie e gamma M.F. da 88-100 Mc. - Presa fono - Altoparlante elittico da 150/105 - Alimentazione in c.a. per tensioni da 110 a 220 V. - Commutazione di gamma a tastiera - Mobiletto in materiale plastico - Dimensioni: cm. 32x21x14.

Modello FM. 583

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. TIPEZ - V.le G. da Cermenate, 56

Testers analizzatori capacimetri misuratori d'uscita

NUOVI MODELLI BREVETTATI 630-B (Sensibilità 5.000 Ω x Volt) e Mod. 680-B (Sensibilità 20.000 Ω x Volt) CON FREQUENZIMETRO!!

Essi sono strumenti completi, veramente professionali, costruiti dopo innumerevoli prove di laboratorio da una grande industria. Per le loro molteplici caratteristiche, sia tecniche che costruttive essi sono stati brevettati sia in tutti i particolari dello schema elettrico come nella costruzione meccanica e vengono ceduti a scopo di propaganda ad un prezzo in concorrenza con qualsiasi altro strumento dell'attuale produzione sia nazionale che estera!

IL MODELLO 630-B presenta i seguenti requisiti:

- Altissime sensibilità sia in C. C. che in C. A. (5000 OhmsxVolt
- **30 portate differenti!**
- **ASSENZA DI COMMUTATORI** sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisoine nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti!
- **FRAQUENZIMETRO a 3 portate = 0/50; 0/500; 0/5000 Hz.**
- **CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 µF).
- **MISURATORE D'USCITA** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale: 0 dB = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- **MISURE D'INTENSITA'** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- **MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C.A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- **OHMMETRO A 5 PORTATE** (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO **100 « cento » megaohms!!-**).
- **Strumento anti urto** con sospensioni elastiche e con ampia scala (mm. 90 x 80) di facile lettura.
- Dimensioni mm. 96 x 140: **Spessore massimo soli 38 mm.** Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

IL MODELLO 680-B è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** il numero delle portate è ridotto a 28; comprende però una portata diretta di 50 µA fondo scala.

NUOVA SERIE BREVETTATA CON FREQUENZIMETRO!!

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

Tester modello 630-B L. 8.860!!!

Tester modello 680-B L. 10.850!!!

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale d'istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. stabilimento. **A richiesta astuccio in vinilpelle L. 480.**

Volendo estendere le portate dei suddetti Testers Mod. 630 e 680 anche per le seguenti misure Amperometriche in corrente alternata. 250 mA-c.a.; 1 Amp-c.a.; 5 Amp-c.a.; 25 Amp-c.a.; 50 Amp-c.a.; 100 Amp-c.a. richiedere il ns. Trasformatore di corrente modello 618 del costo di sole L. 3.980..

STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE

MILANO ICE ITALIA

VOLTMETRI - AMPEROMETRI
WATTMETRI - COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI - REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

MILANO - VIA RUTILIA 19/18
TELEFONI: 531.554/5/6
TELEGRAMMI: ICE - RUTILIA - MILANO